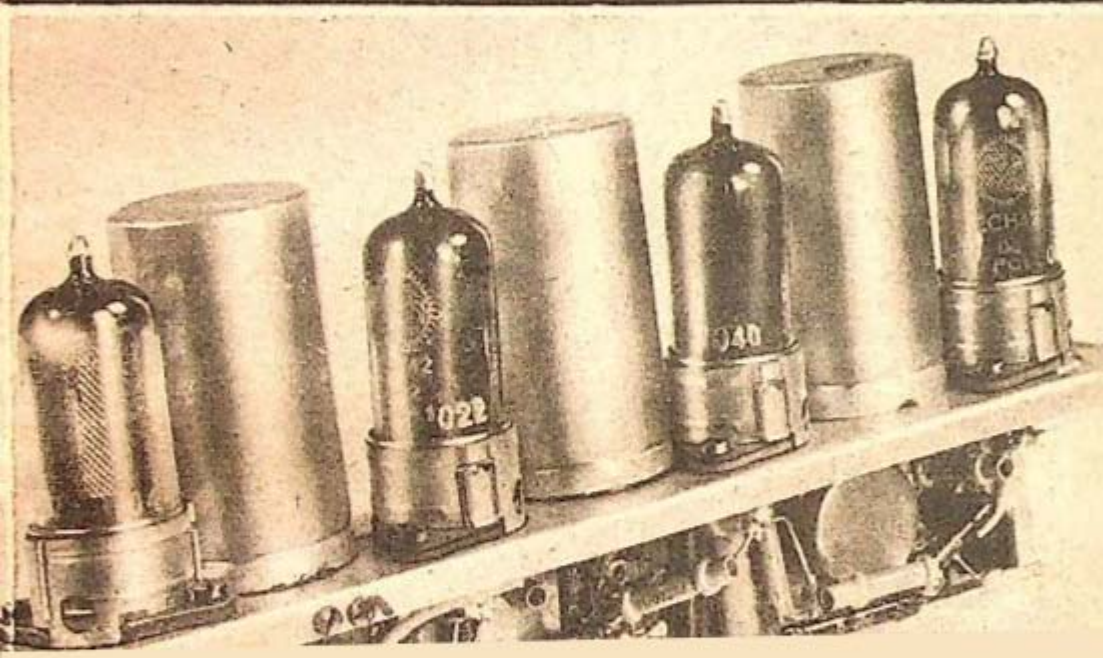
radio

PRAKTIKER

bücherei

HERBERT G. MENDE

UKW-Empfang mit Zusatzgeräten



4

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

radio PRAKTIKER bücherei

Um dem neu entstandenen Bedürfnis zu dienen, über wichtige und aktuelle Teilgebiete der praktischen Radiotechnik durch nicht zu umfangreiche, in sich abgeschlossene und vor allem billige Bändchen unterrichtet zu werden, wird die neue **Radio-Praktiker-Bücherei** herausgegeben. Leicht verständlich, aber technisch zuverlässig, inhaltreich und doch billig sind alle Bände dieser neuen radiotechnischen Bücherei. Namhafte Autoren sind ihre Mitarbeiter, die sich diesem neuen Vorhaben in der richtigen Erkenntnis zur Verfügung stellten, daß es heute mehr denn je darauf ankommt, jedem einzelnen Interessenten, vor allem auch dem Lernenden, dem Schüler, Studenten und Lehrling, den Aufbau einer kleinen radiotechnischen Bibliothek zu ermöglichen. Deshalb wurden Umfang, Ausstattung und Preis so aufeinander abgestimmt, daß für den aufzuwendenden niedrigen Betrag ein Optimum an Wissensstoff und Unterlagen geboten werden kann.

Die **Radio-Praktiker-Bücherei** wendet sich in gleicher Weise an den Fachmann und an den Liebhaber. Dem ersteren will sie oft benötigte technische Unterlagen in bequemer Form zur Verfügung stellen, den letzteren will sie in die heute besonders interessierenden Sondergebiete einführen, ihn zu einem tieferen Studium anregen, ihm ein steter Freund und Begleiter sein. So wird die neue Bücherei von Rundfunktechnikern und Mechanikern, von den Mitarbeitern der Laboratorien und Werkstätten in Industrie und Handel, von Radioliebhabern aller Sparten, Schülern, Lehrlingen und Studenten gern benutzt. Für jedes aktuelle Thema eine Nummer, und jede Nummer kostet nur wenig mehr als eine Mark. So ist die Radio-Praktiker-Bücherei eine Fundgrube radiotechnischen Wissens, jedem erschwinglich.

Ausführliches Verzeichnis am Schluß des Heftes

Jede Nr. 64 Seiten

mit vielen Bildern

UKW-Empfang mit Zusatzgeräten

Von
HERBERT G. MENDE
Beratender Ingenieur

Mit 16 Bildern und 9 Tabellen

2. Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN
Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

Heft 4 der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Das Umschlagbild zeigt
ein UKW-Super-Zusatzgerät mit vier Röhren, das mit Hilfe
eines Baukastens selbst gebaut werden kann (nach RADIO-MAGAZIN 1950, Nr. 8;
von Schacky & Wöllmer, München 19)
Aufnahme: C. Stumpf

1951

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Luisenstraße 17

Vorwort

In Band 3 der Radio-Praktiker-Bücherei (RPB) wurden die Gründe behandelt, die zum frequenzmodulierten Rundfunk im UKW-Gebiet führten, und die wesentlichen Gesichtspunkte der neuen Technik gegenüber der klassischen Radiotechnik herausgestellt. Das Wissen um diese Dinge wird im vorliegenden Bändchen vorausgesetzt, um die praktische Seite der UKW-FM-Technik mit der notwendigen Ausführlichkeit behandeln zu können.

Diese praktische Seite umschließt aber die Schaltungstechnik der Zusatzgeräte und der vollständigen und kombinierten Empfänger ebenso, wie die gerade hier so wichtige Frage der Teile-Anordnung, der Einzelteil-Dimensionierung und der Werkstattpraxis. Was dabei Amateur wie Fachmann beachten sollten, wird vor der Besprechung der Zusatzgeräte im vorliegenden Bändchen erörtert. Dadurch ergibt es sich, daß die Technik vollständiger UKW-Superhets und die der kombinierten AM-FM-Empfänger für sich in Band 5 der RPB behandelt werden, während die UKW-FM-Meßgeräte in Nr. 17 und einigen weiteren Bändchen der gleichen Reihe besprochen sind. Die Bändchen 3, 4 und 5 ergeben also zusammen mit Nr. 17 und den weiteren über UKW-Meßgeräte der gleichen Reihe ein kleines Lehrbuch der UKW-FM-Technik. Dies möge der Leser bedenken, der in einem einzelnen Bändchen die eine oder andere Angabe vermißt.

Bielefeld — Herbert G. Mende

Inhalt

I. Allgemeines zum UKW-Empfang 5

II. Wahl der Schaltung 6

III. Wichtige Einzelprobleme in der Praxis 16

a) Spulen- und Bandfilterfragen 16

b) Die Temperaturkompensation 24

c) Verbindungsdrähte und Überbrückungskondensatoren 31

d) Der Phasengang 35

e) Allgemeine Aufbaurichtlinien; Verdrahtung und Abschirmung 38

f) Abgleichfragen 45

VI. Praktisch erprobte UKW-FM-Zusatzgeräte 48

a) Geradeausempfänger 48

b) Pendelrückkopplungs-Zusätze (Superregenerativempfang) 52

c) Superhet-Zusätze 55

V. Literaturverzeichnis 62

I. Allgemeines zum UKW-Empfang

Der Empfang frequenzmodulierter UKW-Sender bringt für den Hörer, abgesehen von der Notwendigkeit eines Spezialempfängers und einem mit diesem erzielten erstaunlich guten Empfang, kaum Überraschungen. Wie bei den klassischen Wellenbereichen sind auch hier die Superhets leichter einzustellen, als die einfachen Geradeausempfänger. Desto mehr muß sich der Fachmann mit der Eigenart der neuen Technik auseinandersetzen. Es handelt sich ja nicht allein um Wellen, die wesentlich kürzer sind, als die bisherigen Kurzwellen, sondern besonders darum, daß die Anwendung der Frequenzmodulation für die Hochfrequenzstufen des Empfängers und für den Zf-Teil einschließlich Demodulator vollkommen neuartige Probleme und Dimensionierungsregeln aufwirft.

Schon die Schaltungsklasse eines UKW-FM-Gerätes wird weitgehend durch die Tatsache bestimmt, daß wegen der geringen Reichweite der Ultrakurzwellen nur ganz wenige Programme eines oder zweier benachbarter Sender am gleichen Empfangsort aufzunehmen sind. Es hat also wenig Sinn, in unmittelbarer Sendernähe einen Vorstufen-Superhet mit zwei Zf-Stufen zu verwenden (wenn man nicht aus sportlichen Gründen Fernempfangsversuche machen will), wie es andererseits fraglich ist, ob man mit einem einstufigen Ultraaudion (womöglich noch mit Behelfsantenne) an der Grenze der theoretischen Reichweite eines Senders überhaupt noch Empfang bekommt. Ein Blick auf eine Reichweitenkarte lohnt sich also in jedem Fall.

Neben der Empfindlichkeit des Empfängers spielt die Antennenfrage beim UKW-FM-Empfang eine wichtige Rolle (vgl. RPB. Nr. 3 und 6). Neu ist hier, daß bereits ganz geringfügige Änderungen der Antennenanlage, ihres Aufstellungsortes und (besonders bei Behelfsantennen) ihrer Abmessungen erstaunliche Unterschiede in der Empfangsleistung auslösen können. Technische Einzelheiten zu diesen Fragen bringen die folgenden Abschnitte, insbesondere der über die Wahl der Schaltung.

II. Wahl der Schaltung

Während beim Selbstbau von Radiogeräten für die klassischen Wellenbereiche die Wahl der Schaltungsklasse vorwiegend eine finanzielle Frage ist, hängt sie bei der UKW-Rundfunktechnik in erster Linie von der Entfernung des oder der nächsten Sender ab. Wer in über 50 bis 60 km Entfernung vom nächsten UKW-Sender wohnt, muß schon eine sehr leistungsfähige Superhetschaltung wählen und auf die Antenne besondere Sorgfalt verwenden, um überhaupt etwas hören zu können, während der gleiche Aufwand in unmittelbarer Sendernähe nur dann Sinn hat, wenn man außer diesem Sender auch noch entferntere Stationen unter Ausnutzung zufälliger günstiger Übertragungsbedingungen hören will. Im allgemeinen genügt hier aber ein einfacher Geradeausempfänger, den man ja bei ausreichender Feldstärke mit einem besonders verzerrungsarmen, selbstbegrenzenden Demodulatortyp ausstatten kann.

Innerhalb dieser beiden Grenzfälle sind nun fast beliebig viel Schaltungsmöglichkeiten offen, die einander jedoch keineswegs gleichwertig sind. Im Zweifelsfalle bevorzugt man allerdings stets eine Superhetschaltung, weil sie neben besserer Störungsfreiheit bei eindeutiger und leichterer Abstimmung eine verzerrungsärmere Demodulation zuläßt.

Die *Kommission für Rundfunktechnik im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e. V.* hat für die empfängerbauende Industrie die nachstehenden *„Richtlinien für UKW-Empfänger"* aufgestellt, die auch für den amateurmäßigen Selbstbau solcher Geräte von grundsätzlicher Bedeutung sind:

a) Tonqualität

Es wird empfohlen, die günstigen Frequenz-Übertragungsmöglichkeiten der Sendung bis zu 15 kHz hinauf auch auf der Empfangsseite bei hochwertigen Geräten auszunutzen. Auch hinsichtlich der nichtlinearen Verzerrungen (Klirrfaktor) wird mit Rücksicht darauf, daß die UKW-FM-Sendung einen wesentlich kleineren Klirrfaktor als die entsprechende AM-Sendung hat (2 % gegenüber 6 %), für hochwertige Empfänger empfohlen, alle Qualitätsmöglichkeiten des UKW-FM-Funks auszunutzen.

Die Empfänger sollten mit einer Nachentzerrung (Senkung der hohen Tonfrequenzen) versehen werden, die einer Zeitkonstante von 50 Mikrosec. entspricht. Diese einheitliche Nachentzerrung ist notwendig, um bei der vorhandenen Vorverzerrung der Sender an allen Empfängern mit gleichen Verhältnissen rechnen zu können.

b) Zwischenfrequenz

Als Zwischenfrequenz wird einheitlich eine Frequenz von 10,7 MHz empfohlen.

Begründung: Anpassung an die internationale Normung. Die Deutsche Post ist bereit, diese Frequenz mit dem erforderlichen Schutzband freizuhalten.

Da auf dem Bereich von 74 bis 84 MHz der Polizeifunk arbeitet, empfiehlt es sich, die Oszillatorfrequenz höher als die Empfangsfrequenz zu wählen.

c) Der **Frequenzbereich** der Sender für UKW in der europäischen Zone beträgt nach Atlantic City 87,5 bis 100 MHz, in anderen Teilen der Welt geht der Bereich bis 108 MHz.

d) Trennschärfe

Es ist damit zu rechnen, daß die benachbarten Sender einen minimalen Frequenzabstand von 800 kHz haben. Nur in Ausnahmefällen kann er in Überschneidungsgebieten 400 kHz betragen. Es empfiehlt sich daher, die Selektion auf mindestens 800 kHz Frequenzabstand der Sender abzustellen.

e) Störstrahlung des Empfängers

Die Störstrahlung ist besonders dann gefährlich, wenn Pendelrückkoppler auf der Empfangsfrequenz verwendet werden. Die Strahlung der Pendelempfänger sollte daher im UKW-Band 2 mV an 240 Ohm an der Antennenbuchse nicht überschreiten. Es ist anzustreben, daß die Strahlung der Oszillatoren von Überlagerungsempfängern nicht mehr als 200 mV an den Antennenbuchsen beträgt.

Da UKW-Empfänger auch ohne Antenne strahlen, ist die Größe der so ausgestrahlten Störwelle gegebenenfalls durch eine äquivalente Störstrahlung über eine Antenne zu ersetzen. Es wird empfohlen, auf die Strahlfreiheit der Geräte auch mit Rücksicht auf das Fernsehband bei der Konstruktion besonderen Wert zu legen, da gemäß den bestehenden gesetzlichen Bestimmungen die Post das Recht hat, gegen solche Störer vorzugehen.

f) Empfänger-Eingang

Es erscheint zweckmäßig, für symmetrischen Eingang 240 oder evtl. 60-Ohm-Kabel zu verwenden, bei unsymmetrischem Eingang 60-Ohm-Kabel.

Neben der Beachtung dieser Richtlinien geht man bei der Auswahl einer Schaltung zweckmäßig von der am Empfangsort zu erwartenden Feldstärke oder Antennenspannung aus, um an Hand des Spannungsbedarfs des Demodulators oder des Amplitudenbegrenzers die erforderliche Gesamtverstärkung zu überschlagen. Die Feldstärke oder die durch sie hervorgerufene Antennenspannung ist aber nur dann ein Maß für die Spannung am Eingangskreis, wenn es gelingt, die Antenne reflexionsfrei an den Empfänger anzukoppeln, mit anderen Worten: stehende Wellen auf der Speiseleitung zu vermeiden. An der Übergangsstelle Antenne:Leitung ist diese Bedingung leicht zu erfüllen, wenn ein Antennenkabel mit einem Wellenwiderstand, der dem Anpassungswiderstand

der Antenne entspricht, verwendet wird, oder wenn die Antenne durch Aufreißen eines 60-Ohm-Kabels („gerissener Dipol") gewonnen wird. Anders bei dem Übergang Speiseleitung:Antennenspule/Eingangskreis. Da die Antennenspule mit 1...3 Windungen zur Erzielung einer Spannungstransformation von 1:2 meist nur die Hälfte der Windungszahl einer Kreisspule besitzt, läßt sich praktisch die optimale Anpassung an den Wellenwiderstand der Leitung nur durch Versuche (Änderung der Antennenspulen-Induktivität durch Veränderung des Windungsabstandes; Änderung der Kopplung) erzielen. Setzt man eine so erreichte optimale Anpassung voraus, so kann man am Gitter einer Hf-(UKW)-Vorstufe eine Spannung in der Größenordnung der doppelten Antennenspannung erwarten.

Das Verhältnis der zur Aussteuerung des Demodulators (bzw. seines Amplitudenbegrenzers) erforderlichen Spannung zu der am Eingangskreis stehenden Spannung ergibt die erforderliche Zwischenverstärkung. Hierzu braucht nur ein relativ kleiner Sicherheitszuschlag gemacht zu werden, weil man im allgemeinen auf eine automatische Schwundregelung verzichten kann.

Man muß sich jedoch sorgfältig überlegen, wie (besonders bei Superhetschaltungen) die Gesamtverstärkung am besten auf die einzelnen Stufen verteilt werden kann. Zwei Gesichtspunkte stehen sich hier gegenüber und müssen nach den Möglichkeiten und Verhältnissen des einzelnen Falles erwogen werden: Einerseits der Grundsatz, möglichst wenig Stufen auf UKW-Frequenzen und möglichst viel Stufen auf der Zwischenfrequenz arbeiten zu lassen, weil dort eine höhere Stufenverstärkung möglich und die Röhrenzahl weniger kritisch ist. Und andererseits der Gedanke, die Gesamtverstärkung möglichst gleichmäßig auf Vor-, Misch- und ZF-Stufen zu verteilen, um leichter zu einem stabilen Gerät zu kommen. Zweifellos hat gerade der letzte Gedanke viel für sich, da (trotz der niedrigen Stufenverstärkung) wegen der unvermeidlichen Gitter-Anoden-Kapazität selbst bei modernen Pentoden bei den hohen Frequenzen schnell die Rückkopplungsbedingung erfüllt wird und mehrere auf

gleicher Frequenz arbeitende Stufen nur mit allersorgfältigster Abschirmung und Verdrahtung frei von jeder Schwingneigung gehalten werden können.

Die tatsächlichen und praktisch erreichbaren *Stufenverstärkungen* liegen in folgenden Größenordnungen:

Hf-(UKW-)Vorstufe mit	EF 14	5...12fach
" " " "	EF 42	5...12fach
" " " "	P 2000	1,5... 2fach
Multiplikative Mischstufe mit	ECH 11	4... 5fach (bezogen auf die
Additive Mischstufe mit	EF 14	14...20fach Sek.-Seite des Zf-
" " "	EF 42	28...40fach Bandfilters)
Zf-Stufe mit	EF 14	ca. 40...50fach
" " "	EF 42	ca. 40...50fach
" " "	EF 11, 12	ca. 12fach
" " "	P 2000	ca. 10fach

Dabei ist für die angegebenen Zf-Verstärkungen eine Zwischenfrequenz von 10,7 MHz bei 200...220 kHz Bandbreite über zweikreisige Bandfilter vorausgesetzt.

Die in Vor- und Mischstufen erreichbaren Verstärkungen sind von vielen Faktoren abhängig, die bei den klassischen Wellenbereichen keine Rolle spielen, so besonders von dem erreichbaren Eingangswiderstand der betr. Stufe. Dieser hängt nicht nur (vgl. Band 3 der RPB) davon ab, welche Röhre gewählt wird und ob deren Katodenleitungs-Eigenschaften kompensiert werden oder nicht, sondern auch von der Wahl des Katoden-Überbrückungskondensators (s. dort), sowie bei Mischstufen von der Mischart (s. u.).

Einige Beispiele für praktisch ausgeführte Schaltungen zeigt Tabelle I, um dem Leser eine Übersicht über die vorkommenden Größen zu geben.

Von den vielen Faktoren, die weiterhin die Wahl der Schaltung und ihre Dimensionierung beeinflussen, sind einige besonders wichtige in späteren Abschnitten behandelt, so daß wir uns hier auf die Einzelheiten beschränken können, die in den verschiedenen Empfängerstufen eine Rolle spielen. Dazu gehören besonders die Oszillatoren und Mischer, Pendelrückkopplungsstufen, Amplitudenbegrenzer und Demodulationsvorstufen. Vorab mögen noch folgende Hinweise für die *Hf-Kreise* gegeben werden:

Tabelle I

Beispiele für die Größenordnung der Spannungspegel bei UKW-Superhets (nicht allgemeingültig!)

Röhrenbestückung	4XEF 14, EAA 11		4XEF 42, EB 41			4XEF 42, EQ 80
Senderleistung	10 kW	1 kW	1 kW	0,1 kW	0,1 kW	1 kW
Senderentfernung	ca. 50 km	30 km	über 5 km	über 5 km	über 2 km	ca. 40 km
Antennenart	Dach-Dipol		Zimmer-antenne	Dach-Dipol	Zimmer-antenne	Dach-Dipol
Antennenspannung	0,05 mV	0,1 mV	0,1 mV	1 mV	1 mV	0,075 mV
Spannung am 1. Gitter	0,1 mV	0,2 mV	0,2 mV	2 mV	2 mV	0,15 mV
Art der Mischstufe	additiv mit getrenntem Oszillator	selbsterregt additiv				
Spannung am Mischgitter	0,1 mV	1 mV	1 mV	10 mV	10 mV	1,25 mV
Spannung am 1. ZF-Gitter	2 mV	20 mV	20 mV	200 mV	200 mV	25 mV
Spannung am 2. ZF-Gitter	0,1 V	1,2 V	1,2 V	12 V	12 V	0,2 V
Demodulatorart	ratio detector					φ-Detektor
NF-Spannung am Demodulator-Ausgang	max. 2 V	max. 2 V	max. 2 V	max. 2 V	max. 2 V	ca. 20 V

1. Es ist zwar aus verschiedenen Gründen günstig, die eigentlichen UKW-Kreise zu symmetrieren, doch empfiehlt es sich für den Selbstbau, die Kreise einseitig an Erde zu legen. Noch besser ist es u. U., wenn man auch die Katodenwiderstände wegläßt und damit Überbrückungskondensatoren innerhalb der Kreise vermeidet. In diesem Fall müssen natürlich wegen des Fehlens einer automatischen Lautstärkerege-

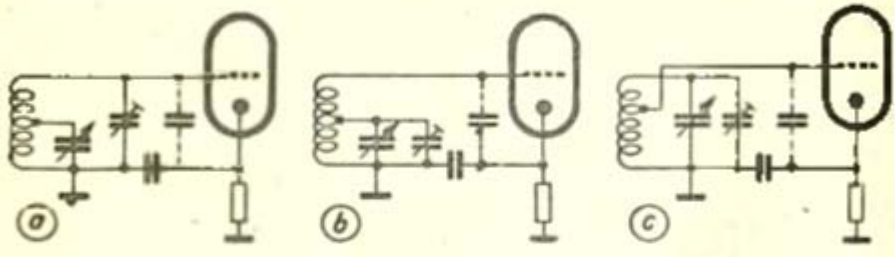


Bild 1. Eingangskreis mit Kapazitätstransformation

lung (samt den von ihr garantierten Grund-Gittervorspannungen) feste Gittervorspannungen im Netzteil erzeugt und — sorgfältig gesiebt — den Gittern zugeführt werden, wobei die Kreise über Kondensatoren an die Gitter gelegt werden müssen. Gewonnen wird bei diesem Verfahren eigentlich nur ein festes Bezugspotential für den Kreis wie für die Röhrenkatode. Demnach ist dieser Vorteil bei nicht zu vernachlässigender Katoden-Impedanz (vgl. Band 3 der RPB) recht problematisch.

2. Wenn man den Abstimmungskondensator eines UKW-Kreises für günstigeres L/C-Verhältnis und wegen der dadurch erreichten C-Abwärtstransformation an eine Spulenanzapfung legt, ist in jedem Fall Vorsicht geboten (**Bild 1**). Bei der Lösung a) kann sich nämlich durch den Paralleltrimmer, bei b) durch die Röhrenkapazität eine ungewollte zweite Resonanzfrequenz des Kreises ausbilden, die u. U. recht häßliche Eigenschaften entwickelt. In dieser Beziehung hat Verfasser mit der Schaltmöglichkeit c), die z. B. bei Mittelabgriff der Spule den Eingangswiderstand durch Widerstandstransformation vervierfacht, weniger Enttäuschungen erlebt. Wenn kein zwingender Grund vorliegt, verzichte

man lieber auf derartige Finessen und versuche, durch Verwendung *spezieller UKW-Drehkondensatoren* und geschickte Verdrahtung die kapazitive Belastung des Kreises herabzusetzen, wo dies erforderlich ist.

Zum Thema *Pendelrückkopplungsstufen* sei zunächst grundsätzlich bemerkt, daß man sie nach Möglichkeit überhaupt nicht bauen sollte. Abgesehen von der häßlichen Eigenstrahlung, die schon in den „Richtlinien für UKW-Empfänger" (s. o.) erwähnt wurde[1]), kann die Wiedergabequalität aus physikalischen Gründen nie der hohen Sendequalität gerecht werden. Bei mittleren und hohen Feldstärken tut es fast immer auch ein normal rückgekoppeltes Ultraaudion, während bei geringen Feldstärken im Interesse besserer Störbefreiung eine Superhetschaltung vorzuziehen ist. Da die Pendler aber gerade für die Anfängerzeit ein dankbares Experimentierobjekt sind, an dem man viel lernen kann, wurden in diesem Heft zwei solche Schaltungen angegeben, deren zweite eine abschaltbare Pendelstufe enthält. Der Benutzer solcher Schaltungen muß sich jedoch darüber im Klaren sein, daß im Interesse seiner Mitmenschen auch schon die Brettschaltung — oder gerade diese — nur mit Vorstufe und möglichst weitgehender Abschirmung in Betrieb genommen werden sollte. Ein Pendler ohne Vorstufe kann immerhin im Umkreis von 100 m jeden Empfang innerhalb eines sehr breiten Frequenzspektrums unmöglich machen, besonders, wenn mit Impulsen (Sperrschwinger oder Kippglied) an Stelle von sinusförmigen Pendelschwingungen (besonderer, normal geschalteter Pendeloszillator) gearbeitet wird.

Wenn man sich zum Bau eines *Superhets* entschließt, ist vorher natürlich eine größere Zahl von Teilproblemen zu klären, als beim Geradeausempfänger. Bereits die Wahl der *Oszillatorfrequenz* will überlegt sein. Grundsätzlich kann ja die Oszillatorfrequenz um die Zwischenfrequenz *über* oder *unter* der Empfangsfrequenz liegen, wobei in der UKW-FM-

[1]) Für fabrikmäßig hergestellte Pendelgeräte gelten diese Einschränkungen nicht im gleichen Umfang, da man hier durch Trennröhren und besonders geschickte Abschirmung die Ausstrahlung weit unter dem als zulässig erachteten Wert halten kann.

Technik die Frage der Spiegelfrequenzsicherheit von untergeordneter Bedeutung ist. Zur Erzielung einer hohen Schwingspannung (für einwandfreie Aussteuerung der Mischröhre im Interesse großer Mischverstärkung und guter Frequenzkonstanz) nimmt man natürlich gern die niedrigere Oszillatorfrequenz. In Stadtgebieten kann man dabei aber mit dem Polizeifunk und anderen kommerziellen Diensten in Kollision geraten, so daß es sich dort gemäß den „Richtlinien für UKW-Empfänger" empfiehlt, die *höhere* Oszillatorfrequenz anzuwenden. Wenn man aus den oben angedeuteten Gründen zur Erzielung einer hohen Schwingspannung sowieso eine EF 14 oder eine EF 42 als Oszillatorröhre wählt, sind dabei kaum Schwierigkeiten zu erwarten[1]).

Mit der Oszillatorfrage hängt wie immer die Dimensionierung der *Mischstufe* eng zusammen. Hier muß als erstes die Röhrenfrage geklärt werden, die davon abhängt, ob man additive oder multiplikative Mischung anwenden will. Bei additiver Mischung benutzt man gern eine steile Hf- bzw. Breitbandpentode, während zur multiplikativen Mischung die aus der bisherigen Radiotechnik gut vertrauten Verbundröhren bevorzugt werden. Auch Mischschaltungen mit Dioden (1)[2]) und Doppeltrioden (2) sind bekannt geworden, sie empfehlen sich jedoch nur bei noch höheren Frequenzen (Dezimeterwellen), für die Röhren mit nennenswerter Mischsteilheit nicht zur Verfügung stehen und Laufzeiteffekte eine noch größere Rolle als im UKW-Gebiet spielen.

Kommt man bei der Überlegung, wie die erforderliche Gesamtverstärkung des Gerätes am besten auf die verschiedenen Stufen zu verteilen sei, zu dem Entschluß, eine *Vorstufe* einzubauen, so ist es prinzipiell gleichgültig, welche Mischart und damit welche Röhrenart verwendet wird. Will man jedoch ohne Vorstufe arbeiten, so wird man in den meisten Fällen der steilen Pentode in additiver Mischschaltung (3) den Vorzug geben, weil sie — eine ausreichend

[1]) Die besonderen Dimensionierungsprobleme der Oszillatorschaltung sind in Band 17 dieser Reihe ausführlich besprochen.

[2]) Siehe V, Literaturverzeichnis.

kräftige Oszillatorröhre vorausgesetzt — eine höhere Mischverstärkung bei erheblich größerem Eingangswiderstand ermöglicht. Ihr Nachteil ist die höhere Eigenstrahlung, die man aber auch bei fehlender Vorstufe leicht neutralisieren kann.

In Schaltungen mit hoher Zf-Verstärkung ist das geringere Eigenrauschen der additiven Mischung mit Pentoden angenehm. Die multiplikative Mischung weist demgegenüber eine weit geringere Eigenstrahlung auf (weil die Oszillatorfrequenz nicht unmittelbar an das Eingangsgitter gelangt) und zeigt (bei Verbundröhren) weniger Schwierigkeiten hinsichtlich der richtigen Oszillator-Dimensionierung.

Da die wichtigsten *Zf-Verstärker*-Probleme bereits an anderer Stelle besprochen wurden, sei hier nur darauf hingewiesen, daß es wenig Sinn hat, mit anderen Zwischenfrequenzen als 10,7 MHz und anderen Kreiskapazitäten als 40...70 pF zu experimentieren, weil sich gerade hier die günstigsten Ergebnisse erzielen lassen (5). Die natürliche Spulendämpfung (vgl. den nächsten Abschnitt) und die angegebene Größenordnung der Parallelkapazität ergeben nämlich bei zweikreisigen, unterkritisch (4) oder höchstens kritisch (5) gekoppelten Bandfiltern gerade brauchbare Werte für L/C-Verhältnis, Resonanzwiderstand und Bandbreite. Daher können die aus amerikanischen Schaltungen her bekannten besonderen Dämpfungswiderstände, die auf der Anwendung einer niedrigeren Zwischenfrequenz (6) basieren, in der Mehrzahl aller praktisch vorkommenden Fälle wegfallen.

Auch die Verwendung von Einzelkreisen (Sperrkreis-Kopplung) bringt keinen Vorteil, weil doppelt so hohen Resonanzwiderständen eine entsprechend kleinere erzielbare Bandbreite gegenübersteht, die nur durch zusätzliche Kreisbedämpfung unter Verzicht auf Verstärkung und Selektion auf das notwendige Maß gebracht werden kann. Man muß ja immer daran denken, daß man im Interesse guter Wiedergabe[1]) und weil der Frequenzkonstanz aller Schaltungsbausteine technische Grenzen gesetzt sind, nicht mit der theore-

[1]) Das hierfür maßgebende Seitenbandspektrum übertrifft den doppelten Frequenzhub wesentlich, wobei allerdings die äußeren Frequenzen wegen zu kleiner Amplituden vernachlässigt werden können.

tischen Durchlaßbreite von ± 75 = 150 kHz rechnen kann, sondern selbst bei temperaturkompensiertem Oszillator und Demodulator und bei ausreichender Phasenlinearität über den Durchlaßbereich eine Bandbreite von mindestens ± 100 = 200 kHz zugrunde legen muß (zumal üblicherweise bei den Grenzfrequenzen ein 50%iger Verstärkungsabfall zugelassen wird).

In dieser Beziehung ist es nach Erfahrungen des Verfassers besser, bei Schaltungen mit mehrstufiger Zf-Verstärkung mit verstimmten Kreisen (?) zu arbeiten, eine Möglichkeit, von der in dieser und der folgenden Broschüre kein Gebrauch gemacht wird, weil der Meßmittelbedarf zur Einstellung des Verstärkers überdurchschnittlich hoch ist.

Bei dem nun folgenden *Demodulator* hat sich für reine Zusatzgeräte (abgesehen von der Flankendemodulation der Geradeausschaltungen) der „ratio detector" oder Verhältnisdemodulator schnell eine große Beliebtheit erworben. Das liegt in erster Linie daran, daß er nicht auf einen vorgeschalteten Amplitudenbegrenzer (und damit auf hohe Vorverstärkung) angewiesen ist[1]) und eine für (die meist vorhandene) zweistufige Nf-Verstärkung ausreichende Nf-Spannung abgibt. Die am „ratio detector" gleichzeitig entstehende amplitudenabhängige Gleichspannung läßt übrigens nicht nur ihre Verwertung als Regelspannung zu, sondern ist auch in vielen Fällen durch einen ganz einfachen Trick (Aufschaltung auf den Nf-Ausgang des Zusatzgerätes und zwar *hinter* dem Koppelkondensator) zur Steuerung des Magischen Auges im nachgeschalteten Empfänger ausnutzbar. Eine ähnlich aussehende, aber leichter einzustellende Phasendemodulationsschaltung des gleichen Namens, die eine Drossel statt der zusätzlichen Koppelspule verwendet und mit kapazitiver Hilfskopplung arbeitet, hat sich besonders in der Schaltungstechnik der Amateurgeräte eingebürgert, ohne daß sie sonst besondere Vorteile hätte (vgl. die Ausführungen im nächsten Abschnitt).

[1]) Trotzdem ist eine Begrenzerstufe vor dem „ratio detector" durchaus zu begrüßen, weil sie höhere Belastungswiderstände in der Diodenschaltung und damit innerhalb des hier besonders kritischen Arbeitspunktes bessere Anpassungsbedingungen zuläßt.

Daneben sind die anderen Demodulationsarten bei Zusatzgeräten bisher kaum in Erscheinung getreten — bis auf den Diskriminator mit vorgeschaltetem Amplitudenbegrenzer, der ja in der FM-Technik den solidesten und in bezug auf die Wiedergabequalität besten Demodulator darstellt. Auf weitere praktisch wichtige Eigenschaften der einzelnen Demodulatorarten wird in diesem und dem folgenden Bändchen der RPB bei verschiedenen Stichworten eingegangen. Was übrigens den *Demodulatorausgang* betrifft, so vertritt *Dillenburger* (8) mit Recht den Standpunkt, daß ein besonderes Höhenebnungsglied oft wegfallen kann.

III. Wichtige Einzelprobleme in der Praxis

a) Spulen- und Bandfilterfragen

Im Gegensatz zur bisherigen Radiotechnik verursacht die *Spulenfrage* in der UKW-FM-Technik allerlei Kopfzerbrechen. Das beginnt mit der Dimensionierung der eigentlichen UKW-Spulen und hört bei der problematischen Frage der Drosselberechnung auf. Besonders unangenehm ist die Bemessung der eigentlichen *UKW-Spulen* für Eingangskreise und Oszillator. Da Hohlraumresonatoren, Topfkreise und Lechersysteme für das 5-m-Band für eine praktische Verwendung viel zu groß sind, bleiben nur noch der Schmetterlingskreis (9) und ähnliche Gebilde — oder unsere guten alten Drahtspulen mit oder ohne Hf-Eisenkern übrig.

Eine moderne UKW-Schwingkreisform ist durch den Variokreis von *Hewel* (10) gegeben. Für den Selbstbau gewöhnlicher UKW-Zusatzgeräte tun es aber auch die alten Drahtspulen. Sie haben den Vorteil, daß sie leicht und schnell herzustellen sind, und den Nachteil, daß keine Spule der anderen gleicht, selbst wenn man sie mit „genau" gleichen Daten herstellt. Auch lassen sie sich schlecht voraus berechnen bzw. in ihren theoretischen und praktischen Werten in Übereinstimmung bringen (vgl. auch Band 17 der RPB.). Das ist einer der Gründe dafür, daß ein UKW-Gerät selten auf Anhieb geht und daß stets einige Abgleich- und Experimentierarbeit an den Spulen erforderlich ist, bevor die Kreise auf den rich-

tigen Frequenzen arbeiten. Daher ist es unmöglich, für die Spulen genaue zuverlässige Angaben zu machen. Statt dessen werden in **Tabelle II** Richtwerte gegeben, deren Beachtung die erforderliche Abgleicharbeit auf ein Minimum reduziert. Der Abgleich besteht bei Luftspulen einfach darin, daß die Windungen mehr oder weniger auseinandergezogen oder zusammengedrückt werden. In den meisten Fällen genügt es sogar, nur eine Endwindung mehr oder weniger abzubiegen. Sehr naheliegend ist der Gedanke, wie die Industrie (während der Zeit, als es noch keine einwandfreien UKW-Drehkondensatoren gab) Permeabilitätsabstimmung oder zumindest Spulen mit Schraubkern für leichteren Abgleich anzuwenden.

Obgleich der Experimentierlust des Amateurs hierin keinerlei Schranken gesetzt sind, empfiehlt es sich doch aus verschiedenen Gründen, die ersten Versuche an UKW-Schaltungen mit Luftspulen zu machen. Ersetzt man diese dann durch Eisenspulen, so sind das Kernmaterial und seine äußere Form sorgfältig auszusuchen. Das für die klassischen Wellenbereiche gebräuchliche Hf-Eisen läßt sich nur dort verwenden, wo bei großer Bandbreite verhältnismäßig hohe Dämpfungen zulässig sind. In allen anderen Fällen muß man zumindest ein gutes Kurzwelleneisen (Sirufer 5 oder Ferrocart CS 20) wählen. Da die Führung gewöhnlicher Kerne durch direkt aufgeschnittene Gewinde zu ungenau ist und erfahrungsgemäß zu ungewollten Verstimmungen und unnötig erschwertem Abgleich führt, pflegt man für UKW-Spulen bestimmte Eisenkerne fest auf besondere Gewindespindeln aus Messing zu montieren, die ihrerseits in geschlitzten Muttern (zur besseren Klemmung) geführt werden. Diese Lösung dürfte jedoch nur von geschickten Bastlern beherrscht werden, solange die Industrie noch keine derartigen Konstruktionen als Bastlerteile herausbringt.

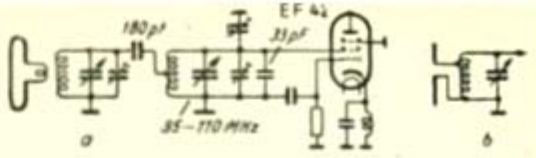
Bei der Festlegung der erforderlichen Spuleninduktivität vergesse man nie, die Röhrenkapazitäten und etwa 4...5 pF Schaltkapazität (bei kürzester Verdrahtung, sonst mehr) mit einzukalkulieren, wozu durchschnittlich noch 1 pF Eigenkapazität der Spule kommt. Außerdem ist bei gekoppelten

Tabelle II: Bemessungsbeispiel für UKW-Spulen (85...100 MHz) Hierzu Bilder a und b auf Seite 19

Schaltung z. B.	Spule	L [µH]	Windg.	Draht-Ø [mm]	Wdgs.-Ø [mm]	Körper bzw. Dorn Ø mm	Spulenlänge [mm]	Anzapfung	Eisenkern	Gesamtes Parallel-C [pF]	Bemerkungen
Geradeaus-Empfänger mit Flanken-Demodulation	Antenne	—	1	2 Cu	12	7...10	7...10	—	ohne	—	
	Vorkreis	0,048	2	2 Cu	12	10	10	—	ohne	54 ÷ 74	
	Antenne	0,08	2,5	1,5 CuAg	15,5	14	7,5	—	ohne	—	
	Vorkreis	0,2	5	1,5 CuAg	15,5	14	∾15	—	ohne	12,5 ÷ 17	
	Antenne	∾0,1	3	1,8 Cu	12,8	11	∾10	—	ohne	—	
	aperiod. VK	∾0,5	6	1,8 Cu	15,8	15	16,5	—	ohne	∾ 5,8	
	Antenne	—	5	1,0 CuAg	9	8	∾15	—	mit	—	(normaler Schraubkern)
	aperiod. VK	0,24	11	1,0 CuAg	8	7	∾30	—	mit	∾ 12	
Geradeaus-Empfänger mit Dioden-Demodulation	Antenne	—	1	2,0 Cu L	20	18	∾5	—	ohne	—	wie Bild 11
	Vorkreis	0,2	4	2,0 Cu L	20	18	20	evtl. 2/5	ohne	12,5 ÷ 17	
	Demod.prim.	∾0,12	2×1	2,0 Cu L	20	18	2×5	—	ohne	17,5 ÷ 22	
	Demod.sek.	0,2	4	2,0 Cu L	20	18	20	Mitte	ohne	12,5 ÷ 17	
	Demod.prim.	0,2	5	1,5 CuAg	15,5	14	∾15	—	ohne	12,5 ÷ 17	wie Bild 11, jed. m. unget. Primärspule
	Demod.sek.	∾0,2	2×3	1,5 CuAg	15,5	14	∾15	Mitte	ohne	12,5 ÷ 17	
Superhet mit selbsterregter additiver Mischstufe (EF 42)*)	Antenne	0,028	1½	1,5 Cu L	8,5	7	∾5	—	ohne	—	s. nebenstehendes Tabellenbild a
	Vorkreis	0,047	1¾	1,5 Cu L	8,5	7	∾5	—	ohne	54 ÷ 74	
	Oszillator	0,047	1¾	1,5 Cu L	8,5	7	∾5	Mitte	ohne	45 ÷ 60	
Superhet mit ECO-Oszillator u. multiplikativer Mischg.	Vorkreis	0,07	2	1,5 Cu	17,5	16	∾10	für Ant. Vers. nach 1 Windg.	ohne	36 ÷ 50	Oszillatorfrequenz: 75 ÷ 90 MHz
	Oszillator	0,1	3	1,5 Cu	12,5	11	∾10		ohne	31 ÷ 44	
	Antenne	—	1	1,5 Cu	20	18,5	∾3	—	ohne	—	wie Bild 15 Oszillatorfrequenz: 95 ÷ 110 MHz
	Vorkreis	∾0,11	2	1,5 Cu	20	18,5	∾4,5	—	ohne	23 ÷ 31	
	Zwischenkr.	∾0,12	2½	1,5 Cu	20	18,5	∾5,5	—	ohne	21 ÷ 29	
	Oszillator	∾0,11	2	1,5 Cu	20	18,5	∾4,5	2/3...¾ W	ohne	19 ÷ 25	
Superhet mit multiplikativer Mischung	VK + Ant.	0,2	4	2,0 Cu L	20	18	20	Versuch!	ohne	12,5 ÷ 17	s. nebenst. Tabellenbild b
	Oszillator	0,28	4	2,0 Cu L	20	18	16	1...1,5 W	ohne	10,8 ÷ 15,5	Osz.-Freq. 75 ÷ 90 MHz
Superhet mit ECO-Oszillator u. additiver Pentodenmischung	Antenne	∾0,08	2,5	1,5 CuAg	11,5	10	8,5	—	ohne	—	Oszillatorfrequenz: 75 ÷ 90 MHz
	Vorkreis	∾0,16	5	1,5 CuAg	11,5	10	17,5	evtl. Mitte	ohne	15,5 ÷ 21	
	Oszillator	∾0,25	7	1,5 CuAg	11,5	10	22,5	2. Wdg.	ohne	12,5 ÷ 17,5	

*) Beispiel ohne Vorstufe, ebenso mit Vorstufe (Bild 16).

Bilder a und b zu nebenstehender Tabelle II



Spulen (Hf-Übertrager) daran zu denken, daß die parallel zur Primärspule liegenden Kapazitäten entsprechend dem Übersetzungsverhältnis in den Sekundärkreis hineintransformiert werden, und daß die gleichzeitig erfolgende Widerstandstransformation u. U. eine Änderung des ursprünglichen L/C-Verhältnisses des unbelasteten Kreises zur Erzielung einer vorgegebenen Bandbreite erforderlich macht. Die gleichen Verhältnisse treten bei angezapften Spulen (vgl. Bild 1) auf.

Ferner ist bei UKW-Übertragern die Kopplungsfrage meist kritischer als bei längeren Wellen. Für feste Kopplung bei gut symmetrischem Aufbau ist es ratsam, die Primärwindungen zwischen die Sekundärwindungen zu wickeln oder sie innerhalb der Sekundärspule anzuordnen. Bei UKW-Rundfunk-Zusatzgeräten sollte man übrigens keine höheren Übersetzungsverhältnisse als 1 : 2 bis 1 : 3 anwenden. Besonders kritisch ist der Antennenübertrager im Empfängereingang, der — wie bereits erwähnt — für reflexionsfreie Anpassung der Antenne und eine Spannungstransformation von etwa 1 : 2 sorgen soll. Nach *Wigand* (6) sollen der von der Sekundärseite in die Primärseite transformierte Schein- und Blindwiderstand möglichst den entsprechenden Werten der Primärspule gleich gemacht werden, wobei der Blindwiderstand mit umgekehrten Vorzeichen transformiert wird. Der übersetzte Scheinwiderstand Zü soll hierbei den Wert

$$Z\ddot{u} = \frac{(2\pi M)^2}{Z\,sek.}$$ haben, worin Z sek. die Parallelresonanz-Impedanz des Sekundärkreises ist, mithin dem Resonanzwiderstand des Kreises entspricht.

Nach *Fränz* (vgl. [25], S. 132) soll der transformierte Röhreneingangswiderstand gegenüber dem Antennenkreiswiderstand überangepaßt werden, um die Empfangsleistung optimal auszunutzen.

Bei *Oszillatorspulen* mit besonderer Rückkopplungswicklung ist neben der Kopplung für einwandfreie Funktion auch der Wickelsinn wichtig, da neben der induktiven Kopplung bei hohen Frequenzen stets auch eine nennenswerte kapazitive Kopplung auftritt. Deswegen bevorzugen viele Geräteentwickler entgegengesetzten Wicklungssinn. Bei Oszillatoren in ECO-Schaltung wird die Kopplung im allgemeinen fester gemacht, als bei anderen Oszillatorschaltungen (vgl. auch Band 17 der RPß).

Trotz der schon erheblich niedrigeren Frequenz (10,7 MHz) gehören die *Zf-Bandfilter* zu den kritischsten Bauteilen der UKW-FM-Empfänger überhaupt. Der Zf-Verstärker mit seinen Bandfiltern bestimmt ja die Bandbreite und die bei FM sehr wichtige Phasendrehung über den Durchlaßbereich. Daneben wird — besonders in Schaltungen ohne Begrenzerstufe — eine möglichst weitgehend linealflache (konstante Verstärkung!) Frequenzkurve des Durchlaßbereiches gefordert, die nur durch sorgfältige Abstimmung der maßgebenden Faktoren, wie L/C-Verhältnis, Resonanzwiderstand, Kreisdämpfung und Spulenkopplung, aufeinander realisiert werden kann. Eine Durchlaßkurve, die noch ausgeprägte Resonanzspitzen einzelner Bandfilterkreise aufweist, gestattet gewissermaßen innerhalb des übertragenen Frequenzbandes selektive Flankendemodulationen, die im Demodulator zu sehr unangenehmen Modulationsverzerrungen führen, wenn sie nicht durch sorgfältige Abgleicharbeit oder durch einen wirksamen Amplitudenbegrenzer geglättet wird. Nun verfügt der Amateur nur in Ausnahmefällen über ausreichende Meßmittel, so daß er stets mit welliger Durchlaßkurve rechnen muß und schon deswegen (abgesehen also von der Befreiung von amplitudenmodulierten Störungen) immer ein oder zwei Begrenzerstufen vor dem Diskriminator oder aber einen Demodulator vorsehen sollte, der an sich schon gut begrenzende Eigenschaften hat.

Es wurde schon oben erwähnt, daß es wenig günstig ist, die erforderliche Zf-Bandbreite durch künstliche Kreisbedämpfungen sicherzustellen (obgleich diese den Vorteil haben, die L/C-Verhältnisse nicht zu ändern). Vielmehr emp-

fiehlt es sich, mit den natürlichen Kreisdämpfungen (Spulenverluste) zu arbeiten und die Bandbreite mittels der Bandfilterkopplung einzustellen. **Tabelle III** bringt einige bewährte Bauvorschriften für 10,7 MHz-Bandfilter. Mit Parallelkapazitäten in der Größenordnung von 50...70 pF kommt man nach den Erfahrungen des Verfassers bei kleinster Abgleicharbeit und ohne Bedämpfungswiderstände zu den besten Ergebnissen. Die Bandfiltertheorie kann als bekannt vorausgesetzt werden (11); sie führt nach den oben gemachten Voraussetzungen zu Kopplungsfaktoren von größenordnungsmäßig k=0,02 (für 220 kHz Gesamtbandbreite). In der Praxis rechnet man gern mit dem Produkt aus Kopplungsfaktor und Spulengüte k · Q, das für den Fall der kritischen Kopplung den Wert 1 hat. Während die Amerikaner bei ihren durchweg niedrigeren Zwischenfrequenzen mit k · Q-Werten von 1,4... 1,5, also überkritischer Kopplung, rechnen (6) und die entstehenden Höcker zu beiden Seiten der mittleren Frequenz durch Widerstände wegdämpfen, ist es bei unseren Verhältnissen besser, mit k · Q-Werten von $\leq$ 0,94 zu arbeiten. Die erforderliche Kreisdämpfung ergibt sich meist ganz von selbst durch die Verwendung relativ dünnen Spulendrahtes und verlustreicher Eisenkerne (Mittel- und Langwellenkerne mit großem μ) und die dadurch verursachte Q-Verschlechterung.

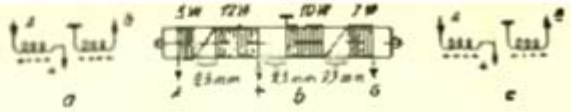
Besonders kritisch sind die *Demodulatorspulen*. Wenn sie grundsätzlich auch etwa die gleichen Werte wie die Zf-Bandfilter erhalten können, so muß doch hier die Kopplung ganz besonders sorgfältig eingestellt werden, da sie bei fast allen Demodulatorarten von größtem Einfluß auf die erzielbare Geradlinigkeit der Demodulatorkurve ist. Abweichend von der üblichen Bandfilter-Dimensionierung kann man den Sekundärspulen der Demodulator-Übertrager größere Windungszahlen, also höhere Induktivitäten bei gleichzeitig verkleinerten Parallelkapazitäten (vgl. Tabelle III) geben, um durch höheres L/C-Verhältnis die stärkere Kreisbedämpfung durch die Dioden auszugleichen. Von der bei wesentlich niedrigeren Zwischenfrequenzen üblichen Widerstandstransformation durch Benutzung von Spulenanzapfungen muß hier im Interesse linearen Phasenganges und wegen der

Tabelle III:

Bemessungsbeispiele für ZF-Verstärkerspulen (ZF = 10,7 MHz). Hierzu Bilder a—c auf Seite 23

Verwendung	Spule	L [µH]	Gesamte Parallel-Kapazität	Windungen	Draht-Ø [mm]	Körper-Ø [mm]	Spulenlänge [mm]	Anzapfung	Eisenkern	Kopplung — Spulenabstand	Bemerkungen
ZF-Bandfilter	prim. sek.	2 2	110 pF 110 pF	10 10	0,3 Cu L 0,3 Cu L	15 15	7 7	— —	je Ferrocart CS 20	9,5 mm lichter Abstand	Bild a
	prim. sek.	3 3	73 pF 73 pF	15 15	0,5 Cu L 0,5 Cu L	11 11	≈8,5 ≈8,5	— —	normale Schraubkerne (Draloperm)	32 mm Abstd. d. Achsenmitt.	
	prim. sek.	3,3 3,3	65 pF 65 pF	16 16	0,5 Cu L 0,5 Cu L	10 10	≈10 ≈10	— —	normale Schraubkerne (Draloperm)	30 mm Abstd. d. Achsenmitt.	
	prim. sek.	3,7 3,3	59 pF 65 pF	17 17	0,32 Cu L 0,32 Cu L	13 13	siehe Bem. siehe Bem.	— —	Ferrocart CS 20 (2X)	siehe Bemerkungen	Bild b
	prim. sek.	≈6 ≈6	36 pF 36 pF	20...22 20...22	0,12 Cu L 0,12 Cu L	9 9	≈2,6 ≈2,6	— —	normale Schraubkerne (Draloperm)	8...10 mm licht. Abstand	Bild c
„ratio detector"	prim. sek. Hilfssp.	≈3 2 —	72 pF 110 pF —	12 2×4 2	0,3 Cu L 0,3 Cu L 0,3 Cu L	15 15 15	7 ≈7 ≈1	— Mitte —	Ferrocart CS 20 (1X)	eng lose, Versuch!	
	prim. sek. Hilfssp.	≈6 ≈5,6 —	36 pF 38 pF —	20 18 4,5	0,12 Cu L 0,30 Cu L 0,12 Cu L	9 9 9	≈2,6 ≈6 ≈1	— Mitte —	normaler Schraubkern (1X) (Draloperm)	eng lose, Versuch!	50-Ω-Serienwiderstand
φ-Detektor	prim. sek. I sek. II	(≈1,8) 3 3	(10 pF) 73 pF 73 pF	10 15 15	0,5 Cu L 0,5 Cu L 0,2 Cu L	11 11 11	≈5,5 ≈8,5 ≈8,5	— — —	normale Schraubkerne (2X) (Draloperm)	Versuch! Siehe Text	sek. I zwischen prim. u. sek. II anordnen!

Bild a bis c zu nebenstehender Tabelle III



erheblichen Abgleichsschwierigkeiten dringend abgeraten werden.

Bei *Diskriminatorspulen* ist die Innehaltung der elektrischen Spulenmitte für die Anzapfung der Sekundärspule sehr wichtig. Außerdem empfehlen einige Autoren, die „obere" Hälfte der Sekundärwicklung im gleichen Sinne wie die Primärwicklung, die „untere" Hälfte im entgegengesetzten Sinne zu wickeln.

Beim echten *„ratio detector"* wird die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule verhältnismäßig locker (zweifach unterkritisch) gemacht. Dafür liegt an der Mittelanzapfung des Sekundärkreises eine kleine Hilfsspule, die fest mit der Primärspule gekoppelt wird und für die Amplitudenunabhängigkeit der Schaltung eine wichtige Rolle spielt (12). Sie erhält etwa 1/6 der Primärspulenwindungszahl, während die symmetrische Sekundärspule (im Gegensatz zum Diskriminator) nur etwa 2/3 der Primärwindungszahl bekommt. Ein Serienwiderstand zur Hilfsspule (40...50 Ω) dient zusammen mit anderen Maßnahmen zur Linearisierung der Demodulationskennlinie. Diese Spule wird bei einer leider auch als „ratio detector" bezeichneten Abart (13) dieser Schaltung mit kapazitiver Hilfskopplung und anderer Wirkungsweise zur einfachen (entkoppelten) Hf-Drossel. Die schwierige Einstellung des echten „ratio detector" wird selbst von der Industrie nicht immer beherrscht, so daß man vereinzelt die zusätzliche Anwendung von Begrenzerstufen beobachten kann[1]). Für Empfänger, an die höhere Anforderungen bei nicht zu sehr erschwerter Nachbaumöglichkeit gestellt werden, empfiehlt sich daher immer die Anwendung eines (in Band 3 und 5 der RPB beschriebenen) Diskriminators mit ein- bis zweistufiger Amplitudenbegrenzung.

[1]) Diese Maßnahme ist auch dann zu empfehlen, wenn größere Amplitudenschwankungen als 1:3 zu erwarten sind.

Abschließend noch einige Bemerkungen zur *Drosselfrage:* Was der Amateur als Drossel wickelt und als solche in die Schaltung einbaut, ist bei UKW-Frequenzen alles andere als eine Drossel, also als ein rein induktiver Widerstand. Die ganze Drosselfrage ist eine Spezialwissenschaft für sich: man kann jede Drossel als Schwingungskreis (wegen ihrer Eigenkapazität), als Leitung oder als Antenne auffassen und berechnen, erlebt aber in der Praxis immer wieder böse Überraschungen. In den meisten Baubeschreibungen sind Drosseln angegeben, die ein reines Zufallsergebnis darstellen und fast immer viel zu groß sind. Es gibt eigentlich nur drei Lösungen:

1. Man lasse die Drossel ganz weg und ersetze sie — wo irgend möglich — durch einen Widerstand von mehreren Kiloohm, dessen Ausführung Gewähr für geringe Eigenkapazität gibt.

2. man stimme die Drossel mit einem kleinen Trimmer bewußt auf die Betriebsfrequenz ab, so daß sich ein Sperrkreis hohen Resonanzwiderstandes ergibt, und sorge durch Entkopplung und Abschirmung dafür, daß sie in der übrigen Schaltung (durch ihr Feld) keinen Schaden anrichten kann.

3. man baue eine Drossel nach „bewährtem" Rezept: mit möglichst kleinem Durchmesser und möglichst großer Länge, wobei man die Windungsabstände über die Länge verschieden groß macht und zur Sperrung der 3-m-Welle nicht mehr als insgesamt 70 cm (nicht 75 cm!) Draht aufwickelt. Am sichersten fährt man mit 35...50 Windungen eines 0,2...0,3 mm starken seidenisolierten Drahtes, der auf einen 50 kΩ/0,5-Watt-Widerstand gewickelt und durch Anlöten der Enden ihm elektrisch parallelgeschaltet wird (Dämpfung der Eigenwelle). Experten verwenden auch freitragende Luftdrosseln aus blankem Draht, weil jede Isolation die Dielektrizitätskonstante des Windungszwischenraumes und damit die Eigenkapazität erhöht. Hierbei sind allerdings immer einige Versuche zur Ermittlung der günstigsten Abmessungen notwendig.

b) Die Temperaturkompensation

Die uns so groß erscheinende Hf-Bandbreite von 200 kHz beträgt tatsächlich nur 0,2 % der mittleren Trägerfrequenz

(gegenüber der maximalen Bandbreite von 1 % eines amplitudenmodulierten 1-MHz-Trägers). Dies und die Tatsache, daß zur Abstimmung im UKW-Band wie für die zugehörige Zwischenfrequenz relativ kleine Induktivitäten und Kapazitäten verwendet werden müssen, bedingen, daß schon kleinere Temperaturänderungen, wie sie täglich auftreten können, erhebliche Verstimmungen der Kreise verursachen können. Was das Problem jedoch für den Amateur nahezu unlösbar macht, ist das Zusammenwirken verschieden temperaturabhängiger Teile, wie Spulen, Kondensatoren, Schalt- und Röhrenkapazitäten. Während sich nun die Temperaturabhängigkeit der Röhrenkapazitäten fast nur während der Anheizzeit störend bemerkbar macht und durch Spezialgläser mit konstanter Dielektrizitätskonstante eliminiert werden kann (14), müssen wir uns mit den Temperaturkoeffizienten der Spulen und Kondensatoren näher befassen, obgleich sie in der Literatur meist eine größere Rolle als in der Amateurpraxis spielen.

Der Temperaturkoeffizient (TK) eines Materials oder eines Einzelteiles ist der Wert, um den sich sein elektrischer Wert bei einer Temperaturänderung von 1 ° C ändert; er ist positiv, wenn sich die elektrische Größe mit höherer Temperatur vergrößert, und negativ, wenn sie sich mit höherer Temperatur verkleinert. Die erwähnten Schalt- und Röhrenkapazitäten haben einen positiven TK. Man kann den TK auf die Frequenz oder auf eine andere Größe X beziehen. In jedem Fall wird er wie folgt definiert:

$$TK_X = \frac{\Delta X}{X \cdot \Delta t}$$

X = Frequenz oder Kapazität oder Induktivität usw.
Δt = Temperaturänderung um 1 ° C.

Die Kompensation der TK ist (besonders für Kondensatoren) in der Fachliteratur (15, 16, 17) ausführlich behandelt und setzt zu ihrer exakten Durchführung ein gut eingerichtetes Labor für die notwendigen Messungen voraus. Abgesehen von der Unklarheit über die Größe des Spulen-TK der verschiedenen Spulenformen sind nämlich auch die listenmäßig angegebenen TK keramischer Kondensatoren nur Richtwerte, die im Einzelfall um ± 20...30 % streuen können, so daß für eine wirkliche Nullkompensation langwierige Messungen unvermeidbar sind. Da andererseits der Amateur weniger große Anforderungen an die Temperaturkompensation stellt — er läßt z. B. eine Änderung der Oszillator-

frequenz um 20 kHz zu, was einer Verschiebung der Bandbreitenmitte um 10 % gleichkommt —, sollen hier nur einige Angaben folgen, die in der einschlägigen Literatur kaum zu finden sind, und abschließend soll auf ein wenig bekanntes empirisches Kompensationsverfahren hingewiesen werden.

Grundsätzlich kommt es ja darauf an, den gesamten TK der frequenzbestimmenden Schaltungsteile (Oszillator und Demodulator) möglichst klein zu halten. Dazu versucht man, den TK der benutzten Spule durch gleichgroße, aber entgegengesetzt wirkende Gesamt-TK der Kondensatoren aufzuheben. Im Gegensatz zu den Kondensatoren kennt man aber bei den Spulen nur selten die Größenordnung des TK; oft weiß man nur, daß Luftspulen einen +TK und Eisenkernspulen einen —TK haben, während die für Amateure selten in der richtigen Induktivität zur Verfügung stehenden Spulen aus Calitkörpern mit eingebrannten Windungen einen TK von etwa $+ 8 \cdot 10^{-6}$ haben. Die Temperaturabhängigkeit einer Spuleninduktivität wird bekanntlich (16) durch folgende Einflüsse bestimmt:

1. Änderungen der Spulenabmessungen infolge der linearen Wärmeausdehnungskoeffizienten von Draht- und Körpermaterial sowie gleichzeitiger Änderungen der mechanischen Spannungen in beiden.

2. Änderung der Stromverteilung im Draht durch dessen veränderten spez. Widerstand. Da sich dabei auch die Größen des Hauteffektes und der Nähewirkung (18) ändern und beide frequenzabhängig sind, erscheint auch der Spulen-TK seinerseits als frequenzabhängig.

Die tatsächlichen Verhältnisse sind noch etwas komplizierter (16). Für die Herstellung von Spulen mit konstantem TK können dem Amateur, dem industriemäßiger Aufwand nicht möglich ist, nur folgende Hinweise gegeben werden:

1. Einlagige Zylinderspulen wählen, bei denen die Windungen über den ganzen Umfang auf dem Körper aufliegen (also möglichst Kupferband und Vermeidung von Rippenkörpern),

2. Windungen in achsialer Richtung zuverlässig fixieren (z. B. durch eingeschnittene Gewinde),

3. Wickelkörper mit dem gleichen linearen Ausdehnungskoeffizienten wie beim Drahtmaterial verwenden. Diese Forderung läßt sich kaum erfüllen; in der Praxis behilft man sich mit Alterung (Ausglühen) des Drahtes, straffem Wickelzug und einwandfreier Befestigung der Enden (an in den Körper eingelassenen Messingstiften). Dabei sollte der Draht nach Möglichkeit erst nach dem Wickeln gealtert werden (Keramikkörper), da schon bei Drahtstärken über $d = 0{,}4\,mm\,\phi$ ein Überschreiten der Elastizitätsgrenze durch den nötigen Wickelzug möglich ist (der Wickelzug ist d^3, die zulässige Belastung d^2 proportional!).

Nach diesen Richtlinien auf Calitkörper gewickelte Kupferdrahtspulen zeigten für Größen zwischen 2 und 15 µH einen TK von $+ 17{,}5 \ldots + 46{,}5 \cdot 10^{-6}$. Bei selbstgebauten Zf-Spulen liegen gute Erfahrungen mit Hartgummikörpern vor, die Rillen für die Wicklung eingeschnitten erhielten und ein achsiales Gewindeloch für normale Hf-Eisen-Schraubkerne bekamen. Diese Spulen hatten einen praktisch konstanten TK $= -100 \cdot 10^{-6}$.

Parallel zur Spule liegt meist ein Trimmer oder ein Drehkondensator, dessen TK den der Spule fast nie kompensiert, sondern der sich meist zu ihm addiert. Welche Größe der TK eines Trimmers hat, läßt sich bei keramischen Trimmern am schnellsten aus den Listen des Herstellers erfahren. Während Lufttrimmer fast immer einen positiven TK besitzen, der dem von Luftdrehkondensatoren nahekommt, sind Trimmer mit Stator und Rotor aus verschiedenen Keramiken meist gut kompensiert (Tabelle IV). Normale Drehkondensatoren haben TK zwischen $+ 40 \cdot 10^{-6}$ (für min. Kap.) und $+ 180 \cdot 10^{-6}$ (für max. Kap.) (17). Der TK des NSF-UKW-Drehkondensators, der in den Mustergeräten für die Selbstbauschaltungen dieses Bändchens verwendet wurde, ist schwach positiv und in seiner Größe nicht genau bekannt, jedenfalls blieb die Kapazitätsänderung bei einer Temperaturänderung von 65° C kleiner als die Abgleichgenauigkeit = 0,05 pF. Oft liegen dem Abstimmungskonden-

Tabelle IV

Einige ältere und neuere handelsübliche Keramiktrimmer

Kapazitäts-Bereich	Typ	Aufbau	Bemerkungen
1,5— 7,5	Hescho Ko 2500	Tempa S auf Calit	TK nahezu = 0
2 — 10	Hescho Ko 2510	Tempa S auf Calit	TK nahezu = 0
2,5— 14,5	Hescho Ko 2511	Tempa S auf Calit	TK nahezu = 0
3 — 20	Hescho Ko 2991	Condensa F auf Calit	TK negativ
3 — 30	Philips 7864-01	Lufttrimmer	TK negativ (positiv)
4 — 14	Hescho Ko 2512	Tempa S auf Calit	TK nahezu = 0
4 — 17	Hescho Ko 2513	Tempa S auf Calit	TK nahezu = 0
4 — 21	Hescho Ko 2496	Condensa F auf Calit	TK negativ
4,5— 30	Hescho Ko 2318	Condensa C auf Calit	TK = —520 · 10^{-6}
5 — 20	Steinag 5/20	Keralar	TK negativ
5 — 30	Hescho Ko 2497	Condensa F auf Calit	TK negativ
5 — 50	Hescho Ko 2498	Condensa F auf Calit	TK negativ
5 — 50	Hescho Ko 2289	Condensa C auf Calit	TK = —520 · 10^{-6}
6 — 20	Dralowid 16 B	Keralar U	TK = —700 · 10^{-6}
6 — 20	Dralowid 16 B	Diacond auf Keralar U	TK = +50 · 10^{-6}
6 — 26	Hescho Ko 2514	Tempa S auf Calit	TK nahezu = 0
6 — 30	Dralowid-Kapseltrimmer 12 D	Keralar U	TK = —700 · 10^{-6}
6 — 30	Dralowid-Kapseltrimmer 12 D	Diacond auf Keralar U	TK = +50 · 10^{-6}
6 — 36	Hescho Ko 2084	Condensa F auf Calit	TK negativ
7 —117	Hescho Ko 2288	Condensa C auf Calit	TK = —520 · 10^{-6}
14 — 40	Dralowid 16 B	Keralar U	TK = —700 · 10^{-6}
14 — 40	Dralowid 16 B	Diacond auf Keralar U	TK = +50 · 10^{-6}
15 — 45	Hescho Ko 3038	Condensa F auf Calit	TK negativ
15 — 45	Hescho Ko 2502	Condensa F auf Calit	TK negativ
15 — 60	Hescho Ko 2503	Condensa F auf Calit	TK negativ
20 —100	Hescho Ko 2504	Condensa F auf Calit	TK negativ

Bemerkungen: 1. Trimmer aus Tempa S auf Calit haben mitunter TK bis zu + 50 · 10^{-6}.

2. Bei Hescho bedeuten (hinter der Typenbezeichnung): A = mit Anschlag, K = kommerzielle Ausführung.

sator noch Festkapazitäten parallel, die zur Frequenzbereich-Eingrenzung oder zur Herstellung des gewünschten L/C-Verhältnisses gebraucht werden.

Der sich daraus ergebende Gesamt-TK muß nun durch einen Kondensator mit gleich großem entgegengesetztem TK kompensiert werden. In allen praktisch vorkommenden Fällen können zu seiner Berechnung die bekannten Formeln für die Kompensation zweier Kondensatoren sinngemäß angewendet werden. Da es im Endeffekt gleichgültig ist, ob man Parallelschaltung oder Serienschaltung des kompensierenden Kondensators wählt, seien für beide Fälle die Formeln angegeben:

für Parallelschaltung gilt:

$$TK_{Cges.} = \frac{C1 \cdot TK_{C1} + C2 \cdot TK_{C2}}{C1 + C2}; \quad C1 = \frac{TK_{C2} - TK_{Cges.}}{TK_{Cres.} - TK_{C1}} \cdot C2$$

für Serienschaltung gilt:

$$TK_{Cres.} = \frac{C1 \cdot TK_{C2} + C2 \cdot TK_{C1}}{C1 + C2}; \quad C1 = \frac{TK_{C1} - TK_{Cres.}}{TK_{Cres.} - TK_{C2}} \cdot C2$$

Allgemein ist es im Interesse leichteren Abgleichs immer günstig, zu einem großen Kondensator mit kleinem + TK einen kleinen Kondensator mit großem — TK (oder umgekehrt) zuzuschalten. Bei Anwendung dieses Prinzips läßt sich dann auch eine empirische Temperaturkompensation (19) eines UKW-Oszillators leicht durchführen, bei der neben einem Thermometer nur ein Wellenmesser als einziges Meßgerät benötigt wird:

Man legt zunächst einen Kondensator mit negativem TK (wenn die übrigen Kreisbestandteile einen + TK aufweisen) parallel zum Kreis und stellt für eine bestimmte Temperaturerhöhung die eintretende Frequenzänderung fest, die man gemäß Bild 2 (Punkt A) auf Millimeterpapier einträgt. Eine

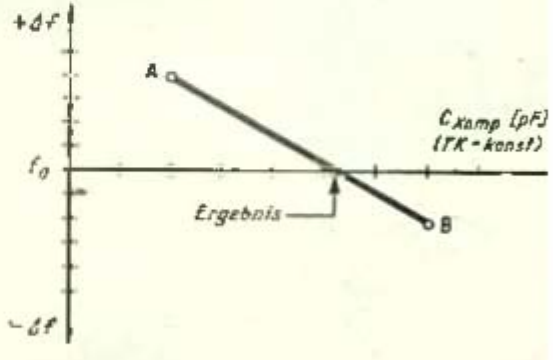


Bild 2.
Prinzip eines einfachen Temperaturkompensations-Verfahrens

zweite Messung macht man dann für gleiche Temperaturerhöhung mit einem kleineren oder größeren Kondensator (mit gleichem — TK), deren Ergebnis man ebenfalls einträgt (Punkt B in Bild 2). Die Verbindungslinie beider Punkte schneidet die Abszisse (Oszillatorfrequenz bei Normaltemperatur) bei der gesuchten Kondensatorgröße.

Tabelle V: Vergleichstabelle älterer und neuerer Keramikkondensatoren (Richtwerte!)

TK_ε [$\cdot 10^{-6}/°C$] bei 1 MHz	DIN 40 685 Typ	DIN 40 685 Gruppe	ε	$tg\delta \cdot 10^{-4}$ bei 1 MHz	Dralowid/Stemag Name	Dralowid/Stemag Farbe	Hescho Name	Hescho Farbe	Philips Name	Philips Farbe	Rosenthal Name	Rosenthal Farbe	Bemerkungen
+100...+150	221	II B 2	6... 7	3...10	Frequenta	orange	Calit	d'grün	Deltan	h'grau	Rosalit 7	grau	auch Siemens
+ 20...+ 90	320	III B	10...20	0,5...8	Diacond		Tempa S	olivgr.	Therman Z	violett	Rosalit 15	rot	
0 (±30)	(320)	(III B)	12...16	0,5...2	Diacond 0	gelb-braun	—	—	—	—	—	—	
— 20...—100	330	III C 1	32...45	0,5...6	Keralar X	h'grün	Tempa N T	rot, blau, grau	Therman L	h'grün	Rosalit 40	grün	
—150...—250	330	III C 1	30...35	10	—	—	—	—	Therman X	h'blau	—	—	
—250...—480	311	III A 2	30...50	10...20	Keralar W	h'grün	Condensa N	ocker	Dielan K	rot	Rosalit 35	gelb	auch Siemens
—700...—850	310	III A 1	80	3...12	—	—	Condensa C	orange	Dielan G	rotbr.	—	—	auch Siemens
—650...—860	310	III A 1	85...95	3...8	Keralar U	d'grün	Condensa F	h'grün	Dielan M	ocker	Rosalit 90	blau	
Zum Vergleich:													
+ 30...+140	—	—	7	8...12	—		Glimmer-wannen	weiß	—	—	—	—	—

Sinngemäß läßt sich das gleiche Verfahren anwenden, wenn man gleich große Kondensatoren mit verschieden großen —TK für die Kompensationsversuche benutzt. In diesem Falle ergibt sich der gesuchte TK bei gleicher Kondensatorgröße. Die nötige Erwärmung des Kreises für dieses Kompensationsverfahren ist leicht durch Lötkolben, Kochplatte oder Fön zu erreichen, muß aber immer indirekt erfolgen, d. h. die angenäherte Wärmequelle darf nicht bereits durch ihre Metallmasse den Kreis verstimmen. Auch sorge man für langsame Erwärmung, weil die verschiedenen Einzelteile eine verschiedene Wärmeträgheit besitzen, so daß sich bei zu schneller Erwärmung und zu kurzem Verharren auf der Endtemperatur leicht irreführende Frequenzänderungswerte ergeben.

Die Auswahl geeigneter Kondensatoren für die Temperaturkompensation kann an Hand der Tabelle V erfolgen.

c) Verbindungsdrähte und Überbrückungskondensatoren

Kennzeichnend für UKW-Stufen ist die Tatsache, daß Spulen und Kapazitäten an Stellen vorhanden sind, wo man sie zunächst gar nicht vermutet. Schon verhältnismäßig kurze Verbindungsleitungen weisen je nach ihrer Nachbarschaft mitunter Induktivitäten in der Größenordnung der benutzten Schwingkreisspulen auf und bilden zusammen mit anderen Drähten oder dem Chassis oft recht unerwünschte Kapazitäten. Tabelle VI vermittelt eine Vorstellung von den Werten je cm Länge, die ein Draht mit dem Durchmesser d im Abstand a vom Chassis aufweist. Wie man sieht, ergeben sich Durchschnittswerte in der Größenordnung von 0,008 µH und 0,13 pF für jeden Zentimeter Drahtlänge. *H. Lennartz* (21) faßt das Chassis (mit Recht) nicht als unendlich gut leitende Fläche auf, sondern berechnet, ausgehend von den Gleichungen für die Doppelleitung, die vorkommenden Werte zu größenordnungsmäßig 0,002 µH/cm und 1,5 pF/cm.

Die theoretisch ermittelten Werte der Tabelle VI geben also für die Induktivitäten etwas zu große, für die Kapazitäten zu kleine Werte an. Wie dem auch sei: in der praktisch

Tabelle VI:

Selbstinduktions- und Kapazitätswerte kurzer Drähte

Abstand a / Draht-Ø d	L (cm)	L (nH)	C (pF)
	je cm Leitungslänge		
2,5	4,6	0,0046	0,242
5	4	0,0040	0,185
7,5	6,8	0,0068	0,164
10	7,4	0,0074	0,151
15	8,2	0,0082	0,136
20	8,8	0,0088	0,127
25	9,2	0,0092	0,121
35	9,9	0,0099	0,112
40	10,2	0,0102	0,109
45	10,4	0,0104	0,107
50	10,5	0,0105	0,106
55	10,8	0,0108	0,103
60	11	0,0110	0,102
für jede Frequenz!			

ausgeführten Schaltung sind Werte dieser Größenordnung (vgl. auch 20, 22) zu erwarten. Auf den Schwingungskreis bezogen, ergeben sie (abgesehen von der später behandelten möglichen Dämpfung) lediglich eine Erniedrigung der Kreisfrequenz, die man bei der Planung berücksichtigen kann. Kritisch wirken sie sich aber z. B. bei Schirmgitter-Überbrückungskondensatoren aus, die ihren Zweck ja nur dann erfüllen, wenn sie als reine Kapazitäten arbeiten. Ihre Wirkung wird mehr oder weniger hinfällig, wenn sie als Wickelkondensatoren eine Eigeninduktivität besitzen oder, was genau so schlimm ist, wenn ihre Anschlußdrähte als Spulen

Tabelle VII

Kapazitiver Wechselstromwiderstand bei 100 MHz = 3 m

C (pF)	R_C (Ω)
1	1 590
1,6	1 000
10	159
16	100
100	15,9
160	10
1 000	1,59
1 600	1
10 000	0,159
16 000	0,1

Tabelle VIII

Induktiver Wechselstromwiderstand bei 100 MHz = 3 m Wellenlänge

L (µH)	L (cm)	R_L (Ω)
0,001	1	0,628
0,01	10	6,28
0,1	100	62,8
1	1 000	628
10	10 000	6 280
100	100 000	62 800

wirken. Deswegen bevorzugt man hier, wie überhaupt in UKW- und Zf-Kreisen, induktionsfreie Kondensatoren mit keramischem Dielektrikum. Sie brauchen — als kapazitive Ableitwiderstände oder Hochfrequenzwege aufgefaßt — gar nicht einmal so hohe Werte aufzuweisen, wie man zunächst schätzen möchte und wie auch aus **Tabelle VII** hervorgeht.

Wohin die unscheinbaren Leitungsinduktivitäten führen und welche Überraschungen bei Überbrückungskondensatoren auftreten können, möge folgendes Gedankenexperiment aufzeigen: Ein Schirmgitter-Überbrückungskondensator von 1000 pF möge in 1 cm Abstand vom Chassis zusammengerechnet 4 cm lange und 1 mm starke Anschlußdrähte besitzen, die lt. Tabelle VI eine Gesamtinduktivität von fast 0,03 µH aufweisen. Dann beträgt ihr induktiver Widerstand bei 100 MHz rund 19 Ohm (**Tabelle VIII**). Abgesehen vom Hauteffekt

und von Resonanzeffekten wäre also in diesem Fall der Wechselstromwiderstand der Anschlußdrähte schon zehnmal höher als der kapazitive Widerstand des eigentlichen Kondensators! Und die Eigenresonanz dieses Gebildes läge bei etwa 29 MHz, während man bei gleichbleibenden Anschlußdrähten eine induktionsfreie Kapazität von 84,5 pF zwischen den Drähten haben müßte, um gerade bei 100 MHz eine Saugkreiswirkung zu erhalten. Wegen der Eigendämpfung besteht nicht immer eine ausgeprägte Resonanzstelle, sondern mehr ein Resonanzbereich, der oft durch Parallelschalten eines größeren Kondensators mit anderem Frequenzgang überdeckt wird (Verhinderung einer störenden Frequenzmodulation an Schirmgitter und Katode).

Wie wir sahen, sitzt der Hauptanteil der Induktivität eines induktions„freien" Kondensators in den Anschlußdrähten. Deswegen wurden für diejenigen Schaltungsteile, in denen Kondensatoren zur Entkopplung von Stromversorgungsleitungen benötigt werden, besondere *Durchführungskondensatoren* entwickelt (20, 23), die in ungefähren Werten von 100 und 500 pF (Dralowid) im Handel sind. Ihr Vorteil besteht darin, daß sie wie ein steckengebliebenes Geschoß unmittelbar in die (geerdete) Abschirmwand eingeschraubt werden können, wobei der glatt durchlaufende Anschlußdraht mit dem rohrförmig darumliegenden Außenbelag, der mit der Abschirmung verbunden ist, die Überbrückungskapazität bildet. Infolgedessen ist jeder Anschlußdraht zwischen den Kondensatoranschlüssen vermieden. Andererseits lassen sie sich natürlich nur bei besten Abschirmungen voll ausnutzen. An Stelle von Durchführungskondensatoren kann man mit gleichem Erfolg auch selbstgebaute Klatschkondensatoren verwenden (20). Die mit den bisher geschilderten UKW-Effekten zusammenhängenden Verdrahtungsfragen gehören sachlich in den übernächsten Abschnitt und werden dort erörtert.

An dieser Stelle mögen jedoch noch einige Bemerkungen zu den Katoden-Überbrückungskondensatoren gesagt sein, die bereits im Abschnitt über die Wahl der Schaltung kurz gestreift wurden. Abgesehen von den dort erörterten Gründen ist es auch aus schaltungsmäßigen Überlegungen ungünstig, diese Kondensatoren größer als unbedingt notwendig zu machen. Je kleiner nämlich der Katoden-Kondensator wird, desto wirksamer tritt die Katodeninduktivität in Erscheinung (wenn man sie nicht gemäß Bild 31 d, Band 3 der

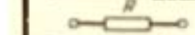
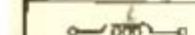
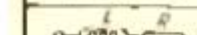
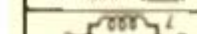
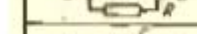
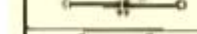
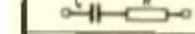
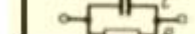
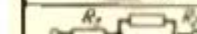
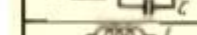
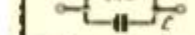
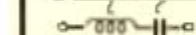
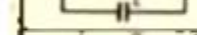
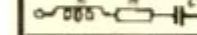
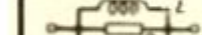
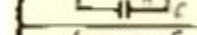
RPB kompensiert) und begünstigt dadurch in vielen Fällen, d. h. bei geeigneter Phasenlage, eine ECO-Rückkopplung, die den Eingangskreis entdämpft. Dadurch wird aber der Eingangswiderstand der Röhre nicht unbeträchtlich vergrößert, wobei meist noch eine Stromgegenkopplung auftritt, die das Schroteffekt-Rauschen der Röhre erheblich herabsetzt. Nach *Rückert* (24) läßt sich der Katodenkondensator z. B. bei der EF 14 zur Erzielung eines höheren Eingangswiderstandes bis auf etwa 250 pF herabsetzen, ohne daß die Röhre zu schwingen anfängt. Aus Sicherheitsgründen bleibe man immer 20...30% über dem kleinsten Kondensatorwert, der gerade noch keine Selbsterregung gestattet; er läßt sich durch Versuch leicht ermitteln.

d) Der Phasengang

Für den Durchschnitts-Amateur spielte die Phasenlage einer Frequenz oder eines Phasengemisches in den bisherigen Empfängern für amplitudenmodulierte Sendungen höchstens in Rückkopplungs- und Gegenkopplungsschaltungen eine Rolle. In der Technik der Verarbeitung frequenzmodulierter Wellen jedoch ist der Phasengang eine sehr wichtige Angelegenheit, auch wenn er in deutschen Referaten amerikanischer Fachliteratur kaum erwähnt wird. Während bei Amplitudenmodulation Verzerrungen in erster Linie durch Kennlinienkrümmungen auftreten, haben diese bei Frequenzmodulation (abgesehen vom Demodulator) keinen nennenswerten Einfluß (25). Vielmehr treten hier immer dann Verzerrungen auf, wenn der Phasengang zwischen Empfängereingang und Demodulatorausgang nicht linear ist (25).

Um zu erläutern, was ein linearer Phasengang ist, ohne auf die Verstärker- (26) und die Vierpoltheorie (27) eingehen zu müssen, geht man vielleicht zweckmäßig von der Beschreibung einer Phasenmessung aus. Bekanntlich verursachen ja nicht nur Röhren und Kreise eine Phasenverschiebung der durchgelassenen Frequenzen (die bei Kreisen in Resonanznähe am stärksten ist), sondern auch alle Zusammenschaltungen von Widerständen, Kondensatoren und Spulen, wie aus **Tabelle IX** ersichtlich ist. Wenn man nun die Phasen-

Tabelle IX

Baustein	Phasendrehung	Scheinwiderstand
	$\varphi = 0°$	$Z = R$
	$\varphi = +90°$	$Z = \omega L$
	$tg\,\varphi = \frac{\omega L}{R}$	$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$
	$tg\,\varphi = \frac{R}{\omega L}$	$Z = \sqrt{\frac{R^2 \omega^2 L^2}{R^2 + \omega^2 L^2}}$
	$\varphi = -90°$	$Z = \frac{1}{\omega C}$
	$tg\,\varphi = -\frac{1}{\omega C R}$	$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$
	$tg\,\varphi = -\omega C R$	$Z = \sqrt{\frac{R^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2}}$
	$-tg\,\varphi = \frac{\omega C R_2^2 (1 + \omega^2 C^2 R_2^2)}{R_1 (1 + \omega^2 C^2 R_2^2) + R_2}$	$Z = \sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{1 + (\omega C R_2)^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega C R_2^2}{1 + (\omega C R_2)^2}\right)^2}$
	$\varphi = \pm 90°$	$Z = \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}$
	$\varphi = \pm 90°$	$Z = \omega L - \frac{1}{\omega C}$
	$tg\,\varphi = \frac{\omega L (1 - \omega^2 LC) - (CR^2)}{R}$	$Z = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2}}$
	$tg\,\varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$	$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$
	$tg\,\varphi = R\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)$	$Z = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}$
	$tg\,\varphi = \frac{R}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}$	$Z = \sqrt{\frac{\omega^2 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}{\omega^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$
	$tg\,\varphi = R\left[\omega L\left(\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2\right) - \omega C\right]$	$Z = \sqrt{\omega^2 L^2 + \frac{1 - 2\omega^2 LC}{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2}}$
	$tg\,\varphi = \frac{\omega L R_2}{R_1 (R_1 + R_2) + \omega^2 L^2}$	$Z = R_2 \sqrt{\frac{R_1^2 + \omega^2 L^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2 L^2}}$
 bei Resonanz und kritischer Kopplung	$\varphi = \pm 180°$	$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}; \quad Z_1 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}$
Sonderfall: $R_1 = R_2 = \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\varphi = 0$	$Z = R_1 = R_2$

drehungen innerhalb eines Zf-Verstärkers messend verfolgen will, so führt man die Ausgangsspannung eines Meßsenders, der den Durchlaßbereich des Verstärkers überstreicht, zunächst direkt an die waagerechten Ablenkplatten eines Katodenstrahl-Oszillografen. Einen (um die Gesamtverstärkung des zu untersuchenden Verstärkers) kleineren Bruchteil der gleichen Meßsenderspannung legt man an den Eingang des Verstärkers, dessen Ausgang mit den senkrechten Ablenkplatten des Oszillografen verbunden wird. Wenn man jetzt mit der Frequenz des Meßsenders langsam den Durchlaßbereich des Zf-Verstärkers überstreicht, so wird auf dem Schirm der Oszillografenröhre immer dann ein schräggliegender Strich erscheinen, wenn die Phasenverschiebung zwischen der direkt angelegten und der über den Verstärker laufenden Spannung genau 0° = 360° und (entgegengesetzt verlaufend) 180° beträgt. Bei einer Phasenverschiebung von genau 90° und 270° ist auf dem Schirm ein Kreis zu sehen, während bei dazwischenliegenden Phasenverschiebungen sich verschieden breite Ellipsen ergeben. Da sich nun gerade in Abständen von 90° zu 90°, also in Abständen von je einem rechten Winkel, markante Schirmfiguren ergeben, wählt man (hier!) als Einheit des Phasenmaßstabs rechte Winkel (1 R, 2 R, 3 R usw.). Trägt man jetzt gemäß **Bild 3**, ausgehend von der mittleren

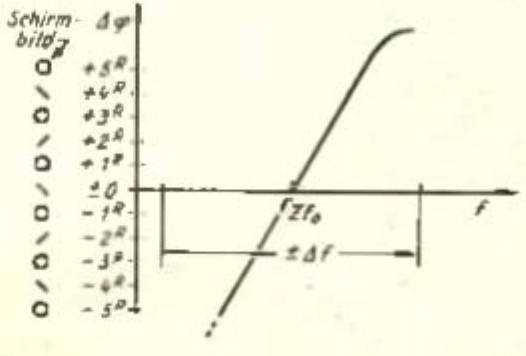


Bild 3. Schema einer Phasenwinkelkurve

Durchlaßfrequenz (der unmodulierten Zf), nach beiden Seiten die Frequenzen ein, bei denen jeweils die Phase um einen weiteren rechten Winkel gedreht wird, so ergibt sich die

Phasenwinkelkurve zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung. Ist diese Kurve innerhalb der verlangten Bandbreite geradlinig, so spricht man von linearem Phasengang. Verläuft sie jedoch nicht linear, so treten Phasenverzerrungen auf, die bei Frequenzmodulation hörbare Verzerrungen hinter dem Demodulator verursachen und deren Ursache gesucht und beseitigt werden muß.

Wenn also in einem UKW-FM-Empfänger Verzerrungen oder selektive Schwingneigung auftreten, denke man zuerst an den Phasengang und versuche zunächst an Hand des Schaltbildes die schuldige Einzelteil-Kombination aufzuspüren, die sich praktisch dadurch verrät, daß schon geringfügige Änderungen ihrer Werte auch den aufgetretenen Effekt merkbar verändern. Sehr oft ist eine zu starke Kopplung der Zf-Bandfilter die Ursache von Phasenverzerrungen — ein Grund mehr, diese Filter stets unterkritisch zu koppeln.

c) Allgemeine Aufbaurichtlinien; Verdrahtung und Abschirmung

Es kann nicht Aufgabe dieses Bändchens sein, narrensichere Bauanleitungen mit Verdrahtungsplänen und Konstruktionsskizzen zu geben. Der Selbstbau von UKW-FM-Geräten ist nur etwas für wirkliche Fachleute und solche Amateure, die sich bei jedem Handgriff und bei jeder Änderung in der Schaltung genau überlegen, was sie damit tun und wie sich diese Maßnahme auswirkt. Im Verfolg dieses Gedankenganges wurde auch in dem vorliegenden Buch das Hauptgewicht auf das „Warum" der Schaltungspraxis gelegt. So haben wir in den vorhergehenden Abschnitten eine ganze Reihe wichtiger Gesichtspunkte kennengelernt, so daß jetzt, vor der Beschreibung bewährter Selbstbauschaltungen, nur noch einige Fragen des praktischen Aufbaus zu klären sind.

In weit stärkerem Maß als bei normalen Rundfunkempfängern (28) muß man hier vor Beginn des Selbstbaus die *günstigste Einzelteilanordnung* durchdenken. Bereits im Zf-Teil kommt es auf kürzeste Verbindungsleitungen, kleinste Schaltkapazitäten, planvolles Abblocken und gute Abschir-

mung, kurz: auf die Verwertung bisheriger Kurzwellenerfahrungen, an. Ein Vielfaches der dafür aufgewandten Zeit sollte man sich jedoch bei der Planung der UKW-Stufen nehmen. Welchen Einfluß schon verhältnismäßig kleine Verdrahtungsstücke haben, wurde im vorletzten Abschnitt erörtert. Mit diesen Einflüssen muß bei allen Verbindungen zwischen Einzelteilen im UKW-Teil gerechnet werden, z. B. schon beim Anschluß des Schwingungskreises an die Röhre. Verdrahtet man diesen Schaltungsteil gemäß **Bild 4**, so ergibt es sich, daß

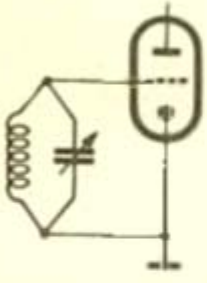


Bild 4

Bild 4 und 5.
Zur Verdrahtung von UKW-Kreisen

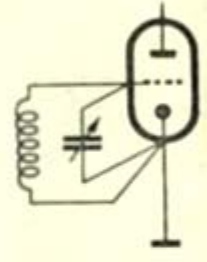


Bild 5

der eigentliche Schwingkreis über zwei Drahtstücke am Röhreneingang liegt, die allein schon infolge ihrer Eigeninduktivität dämpfend wirken müssen. Nimmt man die Verdrahtung jedoch nach **Bild 5** vor, so werden die induktivitäts- und kapazitätsbehafteten Drahtstücke Bestandteile des Kreises, können also nicht mehr dämpfend wirken, sondern erniedrigen nur die Eigenfrequenz des Kreises geringfügig. Wenn man hieraus lernt, daß man jedes Stückchen Draht, d. h. also jeden glatten Strich im Schaltbild, als Einzelteil mit Induktivität und Kapazität gegen seine Nachbarschaft betrachten muß, ist schon viel gewonnen. Wo man in der Praxis vernachlässigen darf, lernt man dann im Laufe der Zeit von selbst; in der Anfangszeit aber sollte man in UKW-Stufen immer vorsichtig und mißtrauisch sein.

Aus den bisherigen Andeutungen können wir bereits ersehen, daß man in UKW-Stufen möglichst jede hochfrequenzführende Leitung vermeiden sollte, indem man die schaltungsmäßig zusammengehörenden Teile so dicht neben- und aufeinander packt, wie angängig ist. „Angängig" ist z. B. Spule, Trimmer, Katodenkondensator und Röhrenfassung

unmittelbar mit ihren Lötfahnen an die Anschlüsse des Drehkondensators zu löten (ohne Rücksicht auf das Aussehen des dadurch entstehenden „Igels") und erst dann zu überlegen, wie und wo das Ganze am besten im Chassis untergebracht werden kann, ohne daß das Chassis zusammengehörige Teile trennt oder eine einwandfreie Abschirmung gegen andere Schaltungsgruppen unmöglich gemacht wird. Nicht angängig ist jedoch, hierbei die Spule so nahe an das Chassis oder die Abschirmung zu bringen, daß sie unzulässig gedämpft wird. Auch darf sie nicht (auch nicht über eine Entfernung von vielen Zentimetern) mit Spulen anderer Schaltungsteile oder mit Drosseln koppeln können.

Man muß also hier noch mehr als sonst im HF-Gebiet „mit dem geistigen Auge verdrahten" und sich die HF-Felder um Spulen, Drähte und Kondensatoren körperlich vorstellen. Man muß schon an den glatten Linien des Prinzipschaltbildes förmlich wilde Kapazitäten und Induktivitäten sitzen sehen können und ihre Wechselwirkung aufeinander und auf gewollte Schaltungsbestandteile abschätzen. Gewiß führt eine Nichtbeachtung dieser Regeln nicht unbedingt zu völligen Versagern — sie kann aber erhebliche Leistungsverluste gegenüber anderen, sorgfältiger aufgebauten Geräten verursachen. Im übrigen wurde schon gesagt, daß man besser übertrieben sorgfältig arbeitet, so lange man nicht genau weiß, wo man ohne Nachteil vernachlässigen darf.

Genau das gleiche gilt für die Wahl der Isolierstoffe und die Abschirmungsfrage. Jeder Kurzwellenamateur hat hier schon einschlägige Erfahrungen gesammelt, und doch muß er in UKW-Geräten noch viel sorgfältiger vorgehen. Sperrholz und Hartpapier scheiden als Isolatoren, auch für untergeordnete Teile, von vornherein aus. Man bevorzuge keramische Bauteile mit kleinstem Verlustfaktor und niedriger Dielektrizitätskonstante und verwende, wo immer es möglich ist, Luft als Isolator. Von Kunststoffen, die den Vorteil leichter Bearbeitungsmöglichkeiten haben, sind ungefärbtes Trolitul, Styroflex und andere Polystyrole, auch Oppanol und chemisch reines Paraffin gut geeignet. Auch klarer Glimmer ist ein guter Isolator.

Schaltungsrücksichten, Abmessungen der Einzelteile und die zur Verfügung stehenden Isoliermaterialien bestimmen weitgehend die Einzelteilanordnung innerhalb der einzelnen Stufen. Die Gesamtanordnung der Stufen erfolgt zweckmäßig wie bisher üblich im Zuge des elektrischen Schaltbildes. Hierbei wird der Beginn des Schaltungszuges auf dem Chassis meist durch die Anordnung der bedienbaren Einzelteile bestimmt. In jedem Falle gehen aber elektrische Forderungen vor Bedienungswünschen, zumal es relativ einfach ist, durch Achsverlängerungen oder einfache Seilzüge die Bedienung der elektrisch notwendigen Anordnung anzupassen. Andererseits ist es durchaus nicht nötig, die Eingangsstufe an die Rückwand, also beim Antennenanschluß anzuordnen. Der Ultrakurzwelle ist es nämlich ziemlich gleichgültig, ob sie dem Bandkabel, auf dem sie bereits 8 m zum Empfänger zurückgelegt hat, nun noch innerhalb des Gerätes weitere 0.15 m folgen muß oder nicht, wenn sie nur über eine reflexionsfreie Steckverbindung in das Gerät gebracht wird. Das hierfür benutzte Bandkabel (oder auch eine konzentrische Leitung) weist so geringe Eigenstrahlung und Aufnahmefähigkeit auf, daß eine schädliche Wechselwirkung mit anderen Bauteilen leicht verhindert werden kann.

Hat man nun die Gesamtanordnung und die Einzelteilanordnung innerhalb der Stufen zur Zufriedenheit gelöst, so muß man sich vor Beginn der Gesamtverdrahtung (einzelne Stufenverdrahtungen können meist schon zu Beginn der Anordnungsplanung ausgeführt werden) noch den Umfang der notwendigen *Abschirmungen* eingehend überlegen. Abgeschirmte Leitungen kommen bei vernünftigem Aufbau wie bisher nur für reine Hf-Leitungen und in Ausnahmefällen auch für Stromversorgungsleitungen (28) in Frage. An Einzelteilen sind nur die Zf-Bandfilter unbedingt abzuschirmen. In den UKW-Stufen werden dafür vollständige Stufenabschirmungen angewendet. Bei dieser Gelegenheit soll darauf hingewiesen werden, daß man das Chassis wie die Abschirmungen für den UKW-Teil unbedingt aus Kupfer oder Messing (auch Cupal) wählen sollte, da nur diese Metalle die nötigen kleinen Übergangswiderstände an den

Erdungspunkten ermöglichen und in Anbetracht der geringen Eindringtiefe ausreichend gute Leiter darstellen. Für den Zf-Verstärker können dagegen Chassis wie Abschirmung wie bisher aus Aluminium hergestellt werden.

Auf die verschiedenen Arten der Abschirmung und ihre richtige Bemessung (28, 29) braucht wohl an dieser Stelle nicht eingegangen zu werden. In der Praxis geht man von der Röhrenabschirmung, d. h. von dem Schirmblech zwischen Eingangs- und Ausgangselektroden der Röhren aus, das ebenfalls aus Messing oder Kupfer angefertigt wird und zweckmäßigerweise den Erdungspunkt der Stufe enthält. Bei allen Röhren, deren Eingangs- und Ausgangsschaltung auf gleichen oder benachbarten Frequenzen arbeiten, *muß* dieses Schirmblech zu einer vollständigen Einkapselung der betr. Schaltungsteile ausgedehnt werden (vgl. die für den Nachbau angegebenen Schaltbilder dieses und des nächsten Bändchens). Bei hochverstärkenden Schaltungen ist es ratsam, die Stufenabschirmungen gewissermaßen „wasserdicht" auszuführen, da wegen der kleinen Betriebswellenlänge schon kleine Ritzen und Löcher den Übertritt schädlicher Hf-Energiemengen in die benachbarte Schaltung ermöglichen. Dazu gehört, daß die Kanten reichlich überlappt oder gut verlötet werden, und daß man die Deckel der Abschirmboxen mit Schrauben, die im Abstand von 2 cm aufeinanderfolgen, befestigt, oder an den Boxrändern gefiederte Bronzebleche anbringt, die sich breitflächig gegen den Deckel anlegen. Wenn man erst einige größere UKW-Geräte gebaut hat, bekommt man bald ein Gefühl dafür, wie weit man mit den Abschirmmaßnahmen gehen muß und wo „nichts passieren" kann.

Übrigens sollten Pendelrückkopplungszusätze ebenfalls immer „wasserdicht" abgeschirmt sein.

Die schönste Abschirmung ist jedoch wenig wert, wenn die aus- und eingehenden heißen und Stromversorgungsleitungen die eigentlich abzuschirmende Energie transportieren. Deswegen werden grundsätzlich alle Stromversorgungsleitungen durch Drosseln oder Siebwiderstände in Zusammenarbeit mit Durchführungs- und Überbrückungskondensatoren (s. dort)

entkoppelt und die heißen Leitungen durch knapp bemessene kleine Löcher in der Abschirmung (evtl. unter Verwendung von Transito-Buchsen) zur nächsten Stufe geführt. Natürlich müssen dabei die Entkopplungswiderstände möglichst dicht an die Abschirmung gesetzt werden, damit ihre Anschlußdrähte nicht infolge Spannungsabfall an der Leitungsinduktivität „unterwegs" wieder erneut abzuschirmende Energie auffangen. Die Überbrückungskondensatoren werden dabei selbstverständlich mit ihrem Masseanschluß (Erdzeichen, bei Keramikkondensatoren der äußere Belag) an Masse gelegt.

Ist die Abschirmfrage geklärt, so werden nach Durchführung der möglichen internen Stufenverdrahtungen die Abschirmungen selbst eingebaut und es wird die *Gesamtverdrahtung* begonnen. Hier werden alle hochfrequenzführenden Leitungen gemäß den oben gegebenen Hinweisen auf kürzestem Wege gezogen, während alle Stromversorgungsleitungen in den äußersten Chassiskanten und an diesem anliegend bis in die Nähe der zu versorgenden Stufe geführt werden, wohin sie — ebenfalls auf kürzestem Wege aber dicht am Chassis „kriechend" — verlegt werden. Wie üblich wählt man für diese Leitungen isolierten Schaltdraht und verdrillt die Heizleitungen, sofern sie nicht einpolig geerdet sind. Im letzteren Falle führt man die geerdete Leitung isoliert bis an die Stufen heran und erdet sie erst dort an der Stufenerde. Die Stufenerden (Röhren-Schirmbleche), an die alle zu erdenden Einzelteile strahlenförmig auf dem kürzesten Wege mit dicken Drähten angeschlossen werden, brauchen nicht — wie oft angegeben — besonders isoliert und strahlenförmig mit einer Sammelerde verbunden zu werden. Bei den hier vorkommenden hohen Frequenzen leitet das Chassis bereits zu schlecht, als daß Schwierigkeiten infolge verkoppelter Stufenerden zu erwarten seien. Notfalls kann man das Chassis zwischen den Stufen schlitzen. Wie für die Erdverbindungen, bevorzugt man auch für die heißen Leitungen dicken blanken Schaltdraht, um möglichst kleine Leitungsinduktivitäten und Hf-Widerstände (Skineffekt!) zu erreichen. Bei Überbrückungskondensatoren beachte man das dort Gesagte und trenne sie nie (etwa aus

Schönheitsrücksichten) von den Kreisen, zu denen sie gehören. Im übrigen vermeide man ängstlich wilde Kopplungen in der Verdrahtung, die wegen der von ihnen verursachten Phasendrehungen zu unangenehmen (vom Begrenzer nicht unterdrückten) Phasenverzerrungen führen.

Alle bisher behandelten Maßnahmen sind für strahlende Stufen (Oszillatoren und Pendler) besonders beachtenswert. Hier sind insbesondere die Heizleitungen sorgfältig zu entkoppeln.

Die in kommerziellen Geräten übliche Unterteilung des Gesamtgerätes in steckbare Baugruppen hat große Vorteile (leichtere Reparatur und Änderung einzelner Stufen, bessere Abschirmmöglichkeiten usw.), verlangt aber neben größerem Einzelteilaufwand eine wirklich souveräne Beherrschung der Schaltungspraxis, zumal hier heiße Kopplungsleitungen besonders behandelt werden müssen. Auch bei normal gebauten Superhets empfiehlt sich eine gruppenartige Unterteilung in Mischkopf und Zf-Verstärker; die Verbindungsleitung zwischen beiden wird dabei zweipolig und abgeschirmt gemäß **Bild 6** verlegt, wobei die Abschirmung beidseitig in die Schirmwände der Baugruppe eingelötet wird.

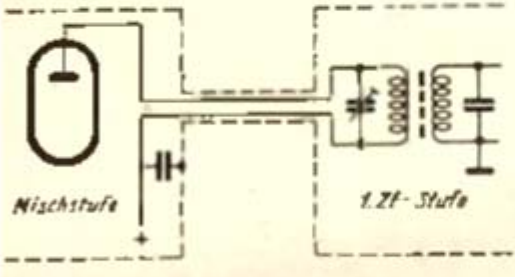


Bild 6. Richtige Verbindung zweier Baugruppen (Mischkopf und Zf-Verstärker)

Zum mechanischen Aufbau soll abschließend darauf hingewiesen werden, daß er besonders in den UKW-Stufen sehr stabil und mit starrer Verdrahtung erfolgen muß. Außerdem ist eine Einwirkung des Lautsprecherschalles durch die Luft oder über ein gemeinsames Gehäuse durch bekannte Maßnahmen zu verhindern, weil hier wegen der FM-Empfindlichkeit der Schaltung außerordentlich leicht (30) akustische Rückkopplung auftritt.

f) Abgleichfragen

Die Inbetriebnahme eines selbstgebauten UKW-FM-Zusatzgerätes weicht erheblich vom bisherigen Verfahren ab. Kennzeichnend hierfür ist, daß in den weitaus meisten Fällen erst eine sorgfältige Einstellung der Spulenabmessungen und ihrer Kopplungen erfolgen muß, ehe mit dem eigentlichen Abgleich begonnen werden kann. Auch geht es hier nicht ohne Meßsender und anderes Meßinventar, wenn man wirklich die durch Röhrenbestückung und Schaltung gegebene Empfangsleistung und Wiedergabequalität erreichen will. Zudem treten erfahrungsgemäß bei größeren Geräten immer erst einige „Misteffekte" auf, derentwegen man den Abgleichvorgang hinausschieben oder unterbrechen muß.

Bei einkreisigen Geradeausempfängern bestehen natürlich kaum Schwierigkeiten: man stellt auf die verzerrungsärmere Flanke (bei Flankendemodulation) ein, womit alles getan ist. Bei Pendlern muß außerdem der richtige Arbeitspunkt und die günstigste Pendelfrequenz ermittelt werden. Hat ein Geradeausempfänger einen „ratio detector" oder ähnlichen Demodulator, so muß dieser natürlich — wie weiter unten für Zf-Demodulation beschrieben — abgeglichen werden, wobei noch daran zu denken ist, daß die zu demodulierenden Frequenzen wesentlich höher sind. Die Handempfindlichkeit der Schaltung bedingt dabei, daß man zahlreiche Tricks anwenden muß, um einwandfreien Abgleich zu erzielen.

Bei Superhetzusätzen beginnt man — wie auch in der AM-Technik — mit dem Hintrimmen des Zf-Verstärkers und Demodulators, bevor man an den Abgleich der UKW-Stufen gehen kann.

Für den Zf-Abgleich gibt es zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren, von denen das eine (Abgleich mit Wobbelgerät und Oszillograf) zwar sehr elegant, aber für den Amateur mit zu komplizierter Meßtechnik verknüpft ist. Das andere Verfahren benötigt außer zwei empfindlichen Drehspulinstrumenten nur je einen fein verstimmbaren geeichten Meßsender für das Zf- und das UKW-Band (20). Dafür ist es

ziemlich umständlich, weil man für einwandfreien Abgleich der Breite und Form der Zf-Durchlaßkurve diese Kurve wiederholt punktweise aufnehmen muß (Ausgangsspannung des Demodulators in Abhängigkeit von der Frequenzänderung). Während der Abgleich eines Diskriminators mit Amplitudenbegrenzer in RPB Nr. 5 besprochen wird, wollen wir für die in diesem Bändchen besprochenen Geräte mit „ratio detector" noch einige Anweisungen bringen:

1. *für echten „ratio detector"* mit Hilfsspule empfiehlt sich folgende Abgleichreihenfolge (Bild 7):

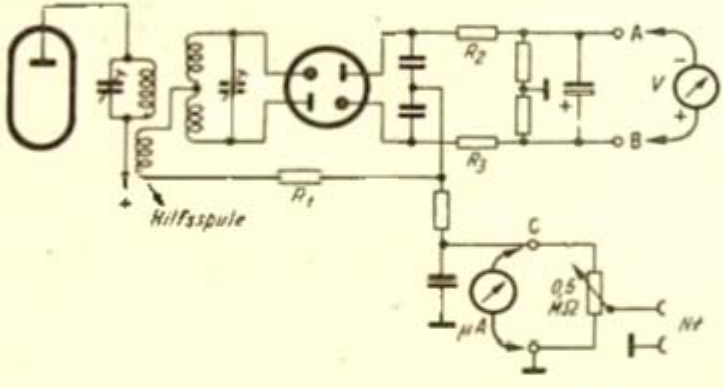


Bild 7. Echter ratio detector (Abgleich-Schaltbild)

a) Röhrenvoltmeter oder Voltmeter mit größerem Innenwiderstand als 1000 Ω/V an A und B anschließen und alle Zf-Kreise bei der mittleren Zwischenfrequenz (10,7 MHz) auf maximalen Ausschlag des Voltmeters abgleichen.

b) an C und Masse ein 50-µA-Meter (möglichst mit Nullmitte) anschließen und den sekundären Demodulatorkreis so nachstimmen, daß sich bei der mittleren Zwischenfrequenz der Ausschlag Null ergibt.

c) Durchlaßkurve (am Voltmeter) und Demodulationskennlinie (mittels µA-Meter, siehe Band 3 der RPB) aufnehmen und den bisherigen Abgleich wiederholen bzw. die erwähnten Kopplungsänderungen usw. durchführen, bis die Durchlaßkurve ihre Sollform hat und die Demodulationskennlinie

innerhalb der Bandbreite geradlinig verläuft. Die Geradlinigkeit der Demodulationskennlinie kann durch Änderung von R_1 (Bild 7, Größenordnung 50 Ω) noch verbessert werden, während die Kopplung der Hilfsspule und die Größe der Widerstände R_2 und R_3 maßgebend für die Amplitudenunabhängigkeit sind. Mit R_2 und R_3 können gleichzeitig schaltungs- oder röhrenbedingte Unsymmetrien ausgeglichen werden.

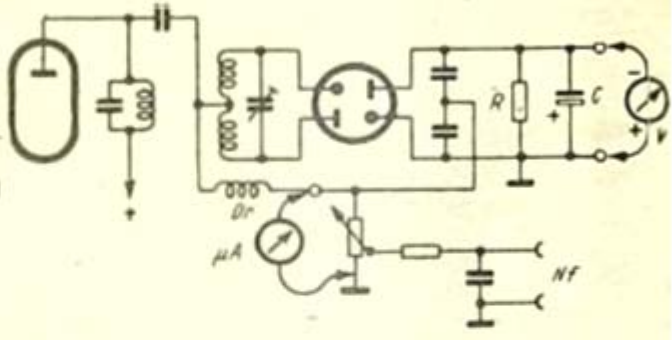


Bild 8. Abgeänderter „ratio detector" (Abgleich-Schaltbild)

d) UKW-Oszillator mittels Wellenmesser und µA-Meter (mit Parallel-C und verdrosselten Meßleitungen!) im kalten Ende des Gitterwiderstandes (Schwingstrom) auf gleichmäßiges Schwingen über den UKW-Bereich hintrimmen. Die dabei am Gitter der Mischstufe stehende Spannung (= Strom im kalten Ende des Mischgitterwiderstandes × Gitterwiderstand) soll bei additiver Mischung (EF 14) etwa 4 Volt betragen, bei selbsterregter EF 42 etwa 1,5 Volt, bei multiplikativer Mischung mehr (—U_{g3} = U_{gT} = 10 Volt bei der ECH 11; 7,5 Volt bei der ECH 21 und 9,4 Volt bei der ECH 42).

e) Mit UKW-Meßsender bei angeschlossenem Zf-Teil und Demodulator samt Instrumenten den oder die Eingangskreis(e) abgleichen (L bei 87 MHz, C bei 98 MHz) und Gesamtdurchlaßkurve aufnehmen. Danach evtl. die nach dem bisherigen Text erforderlichen Korrekturen vornehmen.

f) Falls möglich, Zf-Phasengang (s. dort) messen und gegebenenfalls Kopplungen usw. korrigieren.

2. *beim abgeänderten „ratio detector"* (Bild 8) mit kapazitiver Ankopplung gilt grundsätzlich die gleiche Abgleich-

folge mit dem Unterschied, daß hier eine Korrektur der Amplitudenabhängigkeit nur in ganz engen Grenzen durch Änderung der Zeitkonstante R. C und der induktiven Spulenkopplung möglich ist.

3. *der Abgleich des Philips-φ-Detektor* wird bei den betr. Geräten beschrieben.

IV. Praktisch erprobte UKW-FM-Zusatzgeräte

a) Geradeausempfänger

Der einfachste Geradeausempfänger, zugleich der billigste für Empfang in nächster Nachbarschaft eines Senders, ist seit jeher der *Detektorempfänger*. Wenn man gewissermaßen Tür an Tür mit dem Sender wohnt, technisch ausgedrückt: wenn man Feldstärken von 100 mV/m erwarten kann, ist auch auf Ultrakurzwellen durchaus ein Detektorempfang mit Kopfhörer oder, beim Anschluß an den Nf-Teil eines vorhandenen Normal-Empfängers, im Lautsprecher möglich. Nur, daß es hier nicht mit einem Zigarrenkistenaufbau und Klingeldraht geht. Im Gegenteil: gerade hier müssen alle an anderer Stelle besprochenen hochfrequenztechnischen Gesichtspunkte berücksichtigt und alle Verluste möglichst weitgehend eingeschränkt werden.

Bild 9 zeigt eine zum Anschluß an einen Faltdipol geeignete Schaltung. Mit dem Trimmer C, der im Interesse geringster Spannungsverluste an eine Anzapfung (etwa $^2/_3$) der Spule L_2 gelegt wird, stimmt man auf die „bessere" Flanke des Kreises ab. Die Drossel Dr verhindert eine hochfrequente Bedämpfung des Kreises durch den Ausgangsübertrager Ü. Dieser wiederum ist mit mehreren Anzapfungen versehen, um Kopfhörer bzw. Verstärkereingang durch Versuch optimal an den Kreiswiderstand und die Eigenschaften (günstigster Arbeitswiderstand) des Detektors anpassen zu können. Seine unvermeidliche Wicklungskapazität macht den sonst gebräuchlichen Parallel-Kondensator überflüssig.

Der Detektor muß natürlich sorgfältig gewählt werden; am besten eignet sich hier eine Ausführung mit Germanium-Kristall und Wolframspitze bzw. eine der neuen Germanium-

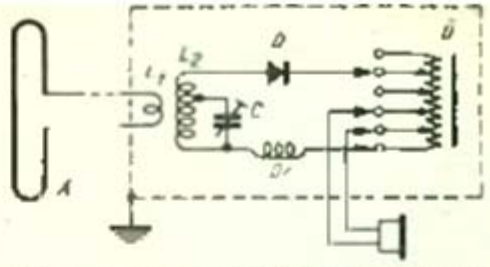


Bild 9.
UKW-Detektorempfänger für Empfang in Sendernähe. L_1, L_2 nach Tabelle II, C Trimmer nach Tabelle IV oder NSF-UKW-Drehkondensator 270 pF, D Germaniumdiode oder Kristalldetektor, Dr UKW-Drossel nach Abschnitt III a, Ü Sperrübertrager: 30 000 Wdg. 0,05 CuL mit Anzapfungen bei der 15. 000., 17. 500., 20. 000. und 25. 000. Windung; 50 ... 52 Bleche M 42/DIN E 41302/Dyn. Bl. IV/0,1 oder (besser!) M 89 rot

Dioden (z. B. SAF, Nürnberg). Das Ganze wird vorteilhaft durch ein geschlossenes geerdetes Metallkästchen abgeschirmt. Der Aufbau der Teile erfolgt unter Beachtung der im Abschnitt III gegebenen Richtlinien auf ein kleines Metallchassis. Die Spulen werden dabei so angeordnet, daß man nach der Montage noch ihre Kopplung (ca. 1...3 cm Abstand) verändern kann und daß sie nicht durch den Nf-Übertrager oder das Gehäuse bedämpft werden können (Mindestabstand von allen Metallteilen: ringsherum 3 cm). Die Schaltung braucht normalerweise nicht geerdet zu werden; macht sich jedoch Handempfindlichkeit bemerkbar, so erdet man die Verbindung Drossel-Übertrager und einen der Kopfhöreranschlüsse.

Eine einfache *Röhrenschaltung* die ebenfalls mit *Flanken-Demodulation* arbeitet, zeigt **Bild 10.** Diese Schaltung hat *Philips* für die ECH 42 bzw. UCH 42 zur Verwendung für einfache Selbstbaugeräte angegeben. Der Antenneneingang ist so gestaltet, daß alle Dipolarten und Behelfsantennen (bei geringer Senderentfernung) verwendet werden können. Der Kondensator C_2 wurde vom Verfasser für den Fall eingefügt, daß der Zusatz an einer nicht erdfreien Behelfsantenne betrieben wird und der nachgeschaltete Empfänger ein Allstromgerät ist. Der einzige Schwingungskreis, der mit dem Triodensystem der Röhre als Ultraudion arbeitet, sieht außer dem eigentlichen Abstimm-Drehkondensator (C_0) noch

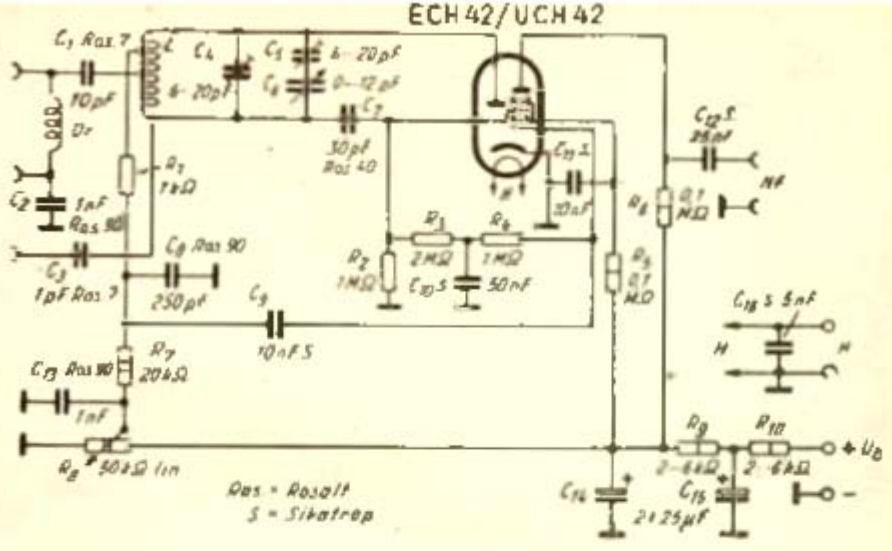


Bild 10. Einfaches Geradeaus-Zusatzgerät mit einstellbarer Entdämpfung. L Spule nach Tabelle II. Anzapfung bei 1/6 und 2/6 der Windungszahl

zwei weitere Trimmer (C_1 und C_5) vor, die meist wegfallen können, oft jedoch zur Erzielung des gewünschten Frequenzbereiches und des günstigsten L/C-Verhältnisses erwünscht sind. Das Anodenspannungspotentiometer R_8 ermöglicht die Entdämpfung des Kreises bis kurz vor den Schwingungseinsatz und damit — wie jede Rückkopplung — eine Empfindlichkeitserhöhung der Schaltung. Wie gesagt, findet die Demodulation auch hier an einer Flanke der Resonanzkurve des Kreises statt. Die so gewonnene Niederfrequenz wird nach hochfrequenter Siebung (R_1/C_8) über C_9 zur Verstärkung an das Hexodensystem der Röhre gebracht. Da es gerade bei dieser Schaltung sehr wünschenswert ist, die Katode direkt an Masse legen zu können, wird die notwendige Gittervorspannung für die Nf-Verstärkung an R_9 gewonnen. Hier entsteht nämlich ein Spannungsabfall als Folge des beim Ultraaudion-Betriebes auftretenden Gitterstromes. Diese Spannung wird durch $R_3/C_{10}/R_4$ beruhigt und gesiebt. Andererseits verhindert dieses Potential des Triodengitters den direkten Übertritt von Niederfrequenz auf das 3. Gitter

des Hexodenteils, während die ihm überlagerten ultrahohen Frequenzen zwischen den beiden Schirmgittern des Hexodensystems kaum noch störend wirken können. Obgleich die Schaltung nicht strahlt, empfiehlt sich der Einbau in ein geschlossenes Metallgehäuse, um die Handkapazität bei der Abstimmung auszuschalten.

Für Empfang bis zu 10 km Entfernung vom Sender eignet sich das *Dreikreis-Zweiröhren-Zusatzgerät* für Wechselstromempfänger nach **Bild 11**. Die Schaltung zeigt eine normale Hf-Vorstufe und einen Phasendemodulator in Differenzschaltung, der eine Abwandlung des bekannten „ratio detector" darstellt und etwas leichter einzustellen ist als dieser. Statt der kleinen Koppelspule enthält er den Kondensator C_8 und eine Drossel, an deren Stelle übrigens auch ein Widerstand (10...50 kΩ) eingesetzt werden kann. R_5 dient als Lautstärkeregler, der bei nachgeschalteten Empfängern mit Nf-wirksamer Lautstärkeregelung natürlich durch einen Festwiderstand ersetzt werden kann. Für die Höhenebnung ist die Zeitkonstante von R_6/C_{11} maßgebend. Beim Eingangskreis braucht das Gitter nicht an eine Anzapfung von L_2 gelegt zu werden, wenn die Schaltung kapazitäts- und verlustarm aufgebaut ist. Ein Versuch wird diese Frage schnell klären, wobei allerdings durch Nachgleich der Spule L_2 wieder für richtigen Gleichlauf mit den anderen Kreisen gesorgt werden muß. Für die Amplitudenunabhängigkeit und in gewissen Grenzen auch für die Verzerrungsfreiheit ist die Zeitkonstante R_1/C_{10} maßgebend. Auf sorgfältige Abschirmung ist zu achten, wobei C_{12} und C_{13} auch Durchführungskondensatoren sein können. Alle drei Kreise werden durch Spulenabgleich auf Maximum abgeglichen, die Platten des 3fach-Drehkondensators dürfen nicht verbogen werden! Macht der Spulenabgleich Schwierigkeiten, so sind ihnen Kerafar-U-Trimmer 16 B/6—20 mit Diacond-Rotoren parallel zu schalten. Für den Abgleich des Demodulators gelten die Hinweise im Abschnitt III f.

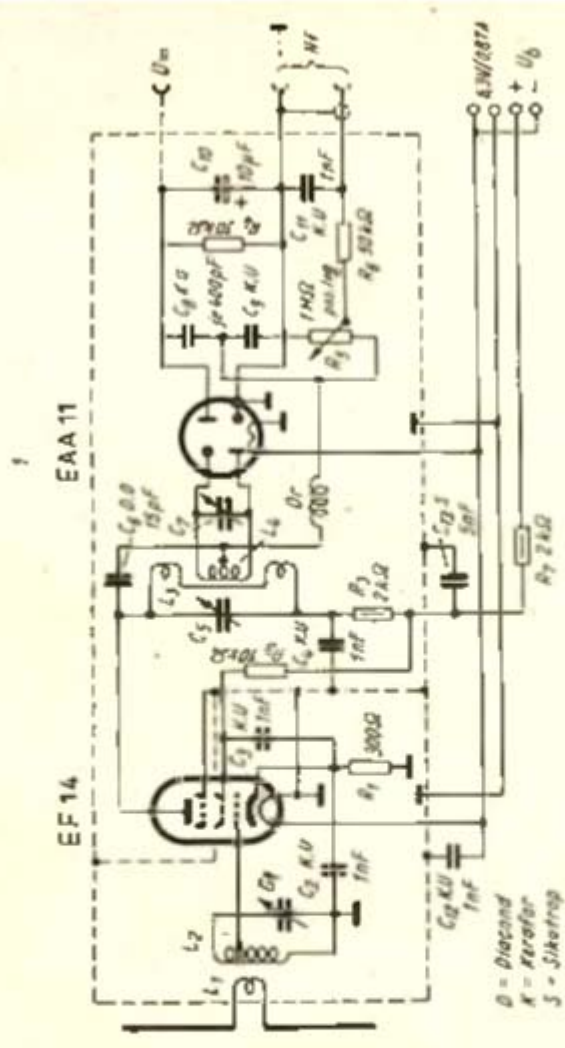


Bild 11. Dreikreis-Zweiröhren-Zusatzgerät mit abgeändertem ratio detector. Dr UKW-Drossel nach Abschnitt III a. L_1 ... L_4 siehe Tabelle III: L_1 = 1 Wdg., L_2 = 4 Wdg., Anzapf nach 1 Wdg., L_3 = 2 × 1 Wdg., L_4 = 4 Wdg. Mitte angezapft. C_g/C_1: UKW-Drehkondensator NSF 2703. Sämtliche im HF-Feldern liegenden Widerstände waren Draloid-Schichtwiderstände Typ R ± 10%/0,25 Watt

b) Pendelrückkopplungs-Zusätze (Superregenerativempfang)

Wie bereits mehrfach erwähnt, stellen Pendelrückkopplungsempfänger keineswegs eine Ideallösung dar; auch übertrifft ihre Empfindlichkeit nur wenig die Empfindlichkeit sachgemäß dimensionierter und gebauter Geradeaus-Empfänger mit normaler Rückkopplung. Ihr einziger Vorteil ist die schaltungsbedingte automatische Amplitudenbegrenzung (31), die jedoch bis zu einem gewissen Grade auch jedem Ultra-

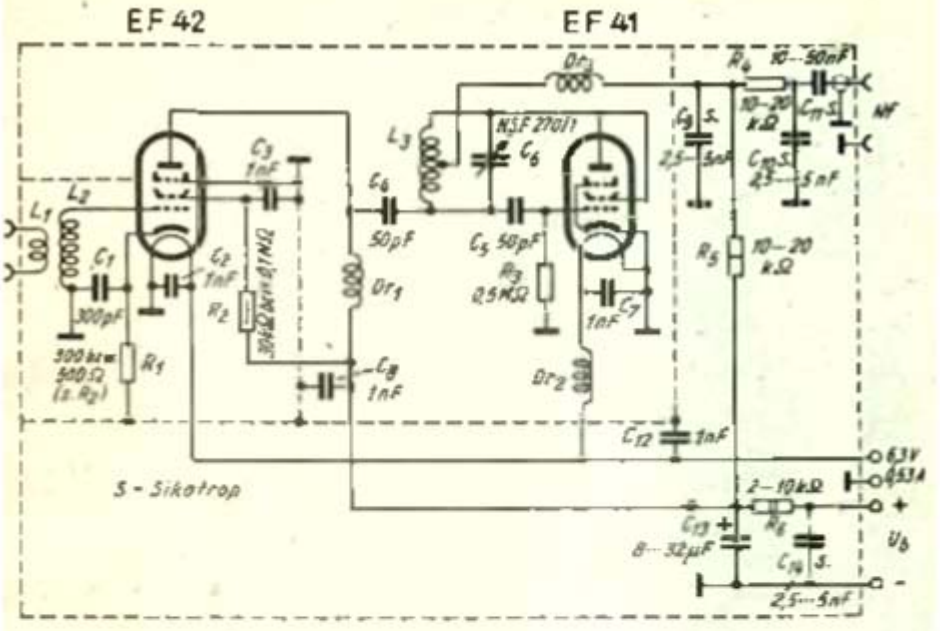


Bild 12. Zweiröhren-Pendelrückkopplungs-Zusatzgerät mit Rimlock- oder Pico-Röhren. $L_1 \ldots L_3$ Spulen nach Tabelle II. L_3 in der Mitte angezapft. $Dr_1 \ldots Dr_3$ HKW-Drosseln nach Abschnitt III a. C_2 aus Rosalt 46, alle übrigen keramischen Kondensatoren aus Rosalt 90. Die Kondensatoren $C_{2, 3, 7, 8, 9, 12}$ können auch als Durchführungskondensatoren 100 pF (Rosalt 90) gewählt werden. R_4 richtet sich in seinem genauen Wert nach C_{10}: $R_4 \cdot C_{10} = 50$ µsek

audion eigentümlich ist. Trotzdem ist diese Schaltungsart z. Z. bei der Industrie wie in Bastlerkreisen so beliebt, daß wir anschließend zwei bewährte Beispiele bringen. Es sei aber nochmals darauf hingewiesen, daß gerade hier die allgemeinen Richtlinien des Abschnittes III sorgfältig beachtet werden müssen, um eine saubere Trennung der verschiedenen Frequenzen zu gewährleisten.

Die erste Schaltung (Bild 12) weist die gleiche Stufenanordnung und Röhrenbestückung wie die bekannten Industrieausführungen auf, wurde jedoch in den Einzelteilwerten für den Selbstbau etwas abgeändert. Der naheliegende Gedanke, auch die EF 41 als Pentode zu schalten, bringt praktisch keinen Gewinn und verursacht nur zusätzliche Schwierigkeiten, besonders in bezug auf den Arbeitspunkt der Schal-

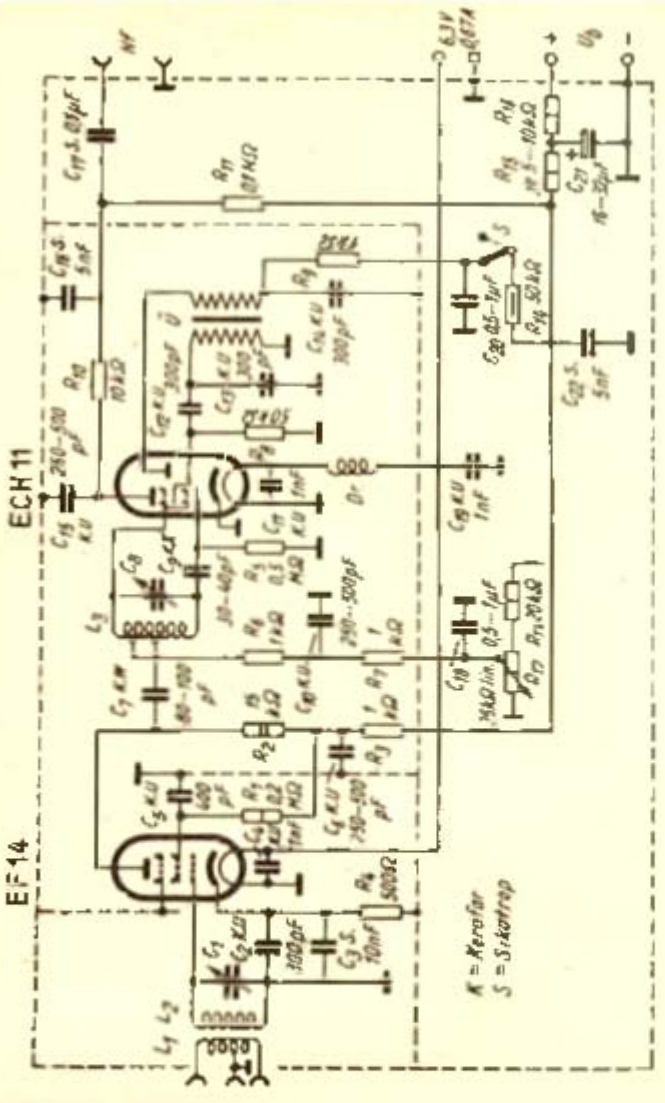


Bild 13. Zweikreis-Stahlröhren-Zusatzgerät mit abschaltbarer Pendelstufe. L_1 ... L_3 nach Tab. II, L_3 in der Mitte und bei 2/3 (Versuch!) angezapft. Dr UKW-Drossel nach III a. Ü Übertrager 309; 50 Wdg, 0,35 CuL auf M 30/10, 100 Bleche, 0,1 My-Metall. C_1/C_8 UKW-Drehkondensator NSF 220/2. Bei Luftspulen sind parallel zu L_2 und L_3 Dralowid-Trimmer 16 B14-40 Kerafar U zu legen. $C_{4-5-10-15-20-25}$ können auch als Durchführungskondensatoren ausgeführt sein

tung. Die Vorstufe dient nicht nur der Empfindlichkeitserhöhung und somit der Vergrößerung des Signal/Rausch-Verhältnisses, sondern ist auch zum Abfangen der Eigenstrahlung des Pendlers unerläßlich („Trennröhre"). Die Pendelfrequenz wird durch C_5/R_3 bestimmt.

Empfehlenswerter ist die *zweite Schaltung* **(Bild 13)**, die der im NWDR-Wettbewerb mit dem 1. Preis ausgezeichneten

Schaltung von *Hewel* (32) sehr ähnelt. Wie diese benutzt sie einen besonderen Pendelschwingungserzeuger (Triodenteil der ECH 11). Das hat den Vorteil, daß man die Pendelschwingung abschalten kann, um bei ausreichender Senderfeldstärke mit normaler Geradeausschaltung arbeiten zu können. Wie die bereits an Hand von Bild 10 besprochene Schaltung ist deshalb der Rückkopplungseinsatz der Ultraaudionschaltung über R_{12} regelbar. In jedem Fall ist die Beibehaltung der Vorstufe beim Nachbau richtig und eine sorgfältige Abschirmung wünschenswert. Die Pendelfrequenz läßt sich durch C_{13} auf den gewünschten Wert bringen.

c) Superhet-Zusätze

Die zur Ausnutzung aller UKW-FM-Vorteile allein empfehlenswerten Superhetschaltungen lassen im Gegensatz zu den bisher besprochenen Geräteklassen eine verhältnismäßig hohe Zahl von Schaltungsvarianten zu. Aus der Vielzahl der möglichen und bekannten Schaltungen wurden aus Gründen, die bereits in Band 3 der RPB und hier in Abschnitt II erörtert wurden, drei Schaltungen ausgewählt, deren Empfangsleistungen den verhältnismäßig hohen Materialaufwand rechtfertigen. Eine sehr leistungsfähige *Schaltung mit Telefunken-Bestückung* zeigt Bild 14. Sie weist neben einer geregelten Vorstufe und einem „ratio detector" eine EF 14 in additiver Mischschaltung auf, die einen getrennten ECO-Oszillator benutzt. Dadurch ist eine höhere Mischverstärkung möglich, als bei Hexoden mit multiplikativer Mischung. Deswegen kann in vielen Fällen die erste Zf-Stufe (also die zweite EF 14) weggelassen werden, dies besonders dann, wenn im Oszillator ebenfalls eine EF 14 eingesetzt wird, die im Gegensatz zur EF 12 eine volle Aussteuerung der Mischstufe und damit optimale Mischverstärkung ermöglicht. Ein weiterer Vorteil der additiven Mischung ist die Verringerung des Rauschens, ein Nachteil ihre höhere Eigenstrahlung. Deswegen sollte man auch auf die Vorstufe nicht verzichten. Im Mustergerät wurde hierfür die RV 12 P 2001 eingesetzt, die wahrscheinlich ebensogut oder sogar besser arbeitende

EF 15 stand leider noch nicht zur Verfügung. Wenn man auf die (durch den „ratio detector" ermöglichte) Regelung der Vorstufe verzichtet, kann natürlich auch hier eine EF 14, etwa in der Dimensionierung nach Bild 13, eingesetzt werden. Der Abgleich des „ratio detector" ist nicht einfach und muß mit größter Sorgfalt vorgenommen werden. (Näheres hierüber in Abschnitt III f.) Neben einem stabilen Spulenaufbau ist hier auch Temperaturkompensation (s. dort) angebracht. Das gleiche gilt für den Oszillator, dessen Anodenspannung im Interesse stabileren Arbeitens unmittelbar am Ladekondensator abgenommen und für sich gesiebt wird. Werden hier, wie in Bild 14 angegeben, die EF 12 und der Zf-Teil zweistufig beibehalten, so muß auf lückenlose Abschirmung und einwandfreie Entkopplung aller Stufen geachtet werden. Trotzdem evtl. auftretende Schwingneigung läßt sich mit bekannten Methoden bekämpfen. Allerdings ist hierzu eine Bedämpfung der Bandfilter nicht ratsam, wenn diese voraussetzungsgemäß durch sorgfältige Wahl der Kopplung und durch die Spuleneigenschaften bereits die nötige Bandbreite besitzen. Besser ist es dann schon, zunächst durch Vergrößerung von R_{11} die Verstärkung der ersten Zf-Stufe herabzusetzen. Der Netzteil kann auch mit Trockengleichrichter AEG 500 E 50 bestückt werden.

Eine ganz ähnliche *Superhet-Schaltung mit USA-Miniatur-Röhren* (33) sei für die Freunde der USA-Röhren hier in **Bild 15** wiedergegeben. Der einzige schaltungsmäßige Unterschied gegenüber der deutschen Schaltung mit Telefunken-Röhren ist der, daß hier die am „ratio detector" anfallende Regelspannung nicht zur Regelung der Vorstufe, sondern für die Regelung der Zf-Stufen verwendet wird. Da hierbei aber keine Verzögerungsspannung mit einfachen Mitteln erreichbar und aus prinzipiellen Gründen erwünscht ist, müssen die Zf-Stufen die übliche Grund-Gittervorspannung durch Katodenwiderstände erhalten. Darüber hinaus ergibt sich natürlich eine ganze Reihe anderer Einzelteilwerte, die mit den abweichenden Eigenschaften der amerikanischen Miniaturröhren zusammenhängen. Diese Schaltung wurde als einzige der hier beschriebenen Geräte nicht selbst vom Verfasser

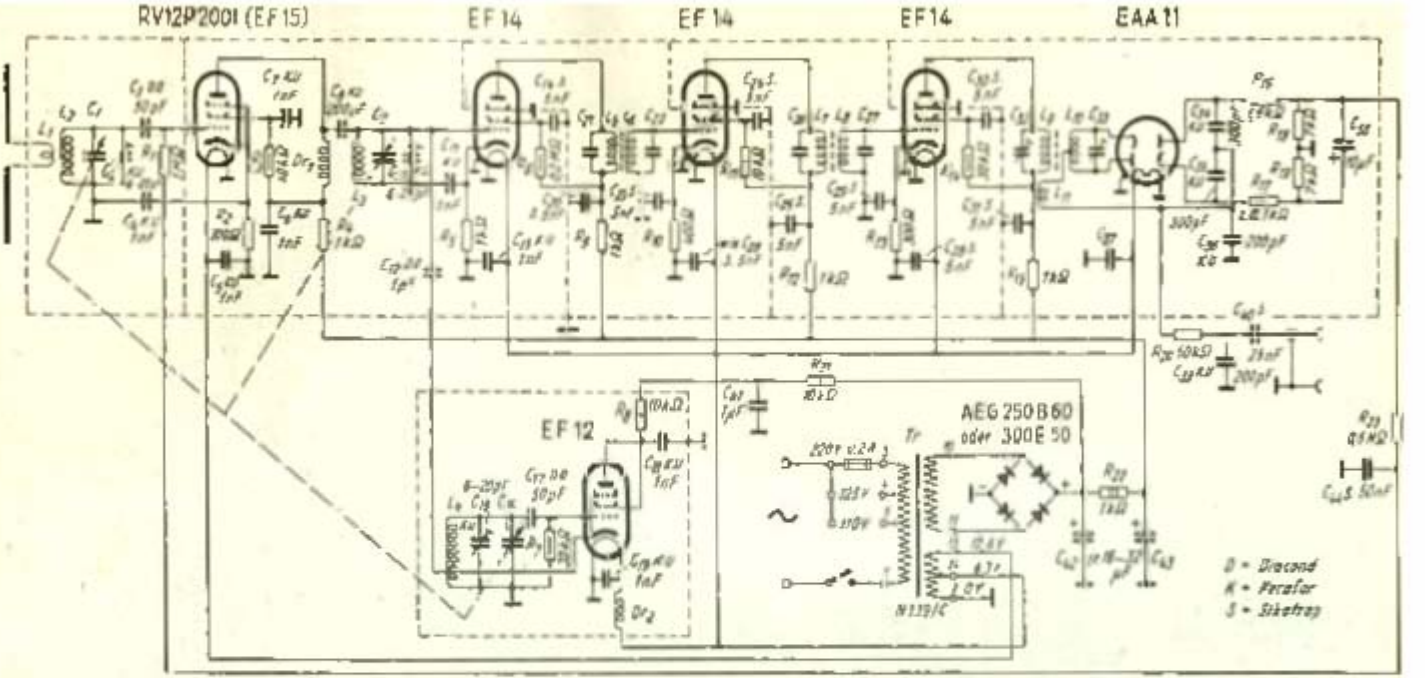


Bild 14. Neunkreis-Superhet-Zusatzgerät mit Stahlröhren und eigenem Netzteil. $L_1 \ldots L_4$ UKW-Spulen nach Tabelle II, $L_5 \ldots L_{11}$ Zf-Spulen nach Tabelle III. Dr_1, Dr_2 UKW-Drosseln nach Abschnitt III e. Tr Netztransformator 250 . . . 270 V/50 mA, 6,3 V/2 A, 12,6 V/0,2 A. C_1, C_5, C_{16} UKW-Drehkondensator NSF 270/5. C_{12} ca. 2 . . . 3 Wdg. eines isolierten Drahtes um die Gitterleitung. C_{21}, C_{22}, C_{26}, C_{27}, C_{30}, C_{31} Trimmer 16 B/H-40 Diacond auf Kerafar U_1 ca. mit zusätzlichen Parallelkondensatoren (vgl. Tabelle III) aus Kerafar X oder W. C_3, C_9, C_{13}, C_{20}, C_{25}, C_{28}, C_{31}, C_{37} auch als Durchführungskondensatoren. R_{13} z. B. 1 kΩ, siehe Text. R_{35} Drahtwiderstand . kΩ/5 Watt oder Drossel 60 mA mit Zusatzwiderstand (für 1 kΩ). Der zweite Kreis L_2/C_6 ist genau wie der erste mit seinem Fußpunkt an Masse zu legen.

erprobt, so daß für den Nachbau keine weiteren Anhaltspunkte gegeben werden können. Allgemein wird sie jedoch dem mit der Materie Vertrauten keine größeren Schwierigkeiten verursachen als andere Superhet-Schaltungen.

Bild 16 zeigt schließlich eine Superhet-Schaltung mit *Philips-Bestückung*, die besonders durch den als φ-Detektor bekannten EQ 80-Demodulator interessant ist. Durch die uns bereits geläufige Verwendung einer EF 42 in selbstschwingender additiver Mischschaltung spart sie die besondere Oszillatorröhre ein. Dafür kann hier auf keine Zf-Stufe verzichtet werden, da die EQ 80 für einwandfreie Amplitudenbegrenzung und Demodulation eine Zf-Spannung von 8 Volt benötigt. Andererseits gibt sie ca. 20 Volt Niederfrequenzspannung ab, so daß im nachgeschalteten Empfänger nur eine einstufige Niederfrequenzverstärkung erforderlich ist (dieser Fall kommt vielfach bei Geradeausempfängern guter Wiedergabequalität vor). Bei zweistufiger Nf-Verstärkung kann daher eine überdurchschnittlich starke Gegenkopplung vorgesehen werden.

Die doppelten Überbrückungskondensatoren der Vorstufe (u. a. zur Vermeidung ungewollter Frequenzmodulation) sind eine Eigentümlichkeit vieler *Philips*-Schaltungen, wie auch diese Schaltung (abgesehen vom Netzteil) ursprünglich von *Philips* (allerdings als kombiniertes AM/FM-Gerät) angegeben wurde. Auch hier lohnt sich die Temperaturkompensation der Oszillator- und Demodulatorspulen (vgl. Abschnitt III b). Der Trimmer C_{11} am Oszillatorkreis dient wieder zur Neutralisation der Oszillatorspannung am Anzapf der Spule L_4. Der Netzteil kann wie üblich mit einer AZ 41 oder — wie hier gezeichnet — mit Trockengleichrichter bestückt werden. Im letzteren Falle entspricht er bis auf den anders zu bemessenden Siebwiderstand (Sollspannung am Sieb-Elektrolytkondensator: 250 [+10%] Volt) dem der Schaltung Bild 14. Der Kondensator C_{16} = 22 pF (Diacond 0) dient zur Kompensation der Katodeninduktivität der EF 42 und bewirkt eine Entdämpfung des Oszillatorkreises, falls er noch etwas kleiner gewählt wird. Zur Ableitung des Katodenstromes liegt ihm die Drossel L_5 parallel, die mit 18 Win-

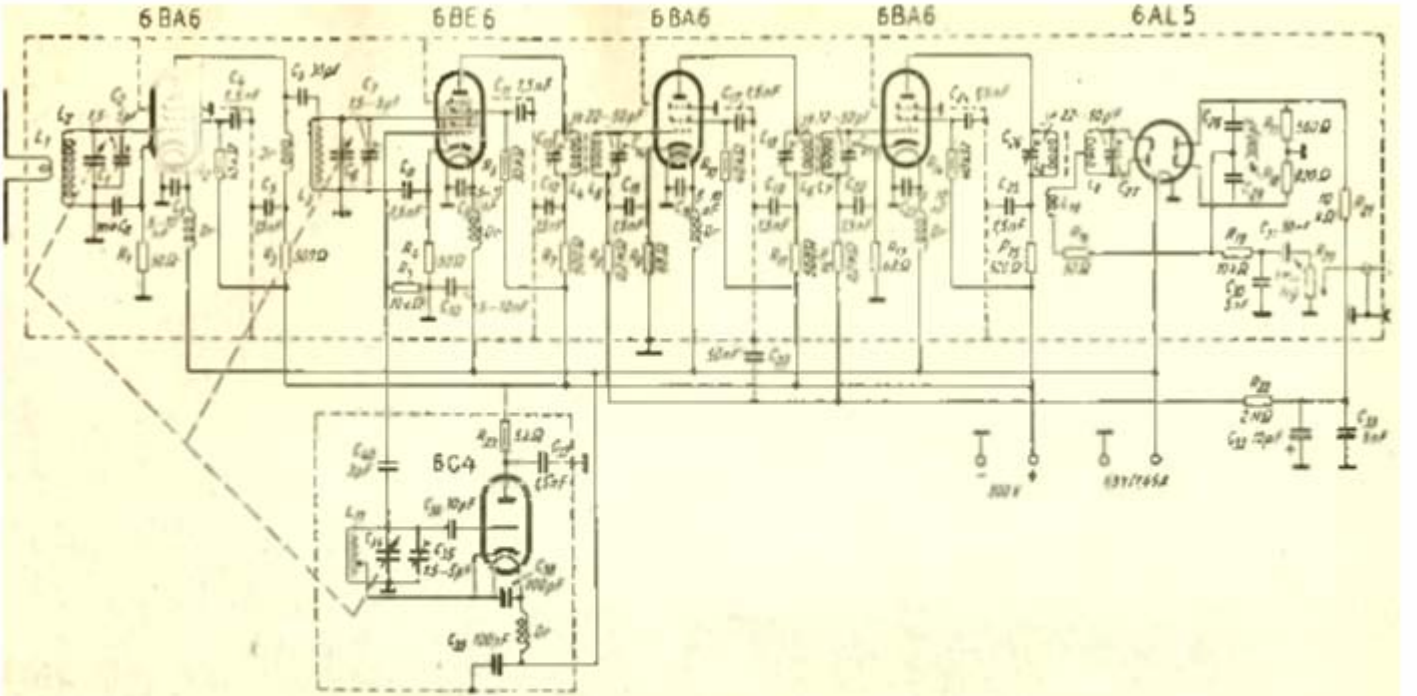


Bild 15. Neunkreis-Superhet-Zusatzgerät mit USA-Miniaturröhren. L_1 1 Wdg. 1,5 mm ∅ CuL, 20 mm ∅. L_2 2 Wdg. 1,5 mm ∅ CuL 20 mm ∅, 1,5 mm Windungsabstand, kaltes Ende in 6 mm Abstand von L_1. L_3 2,5 Wdg. 1,5 mm ∅ CuL, 20 mm ∅, 1,5 mm Windungsabstand. $L_1 \ldots L_9$ Zf-Bandfilterspulen z. B. nach Tabelle III. L_{10} Hf-Drossel 2,5 mH. L_{11} 2 Wdg. 1,5 mm ∅ CuL, 1,5 mm Windungsabstand, bei $^2/_3$ bis $^3/_4$ Wdg. vom kalten Ende aus angezapft. Dr 6 Drosseln je ca. 1 µH, 25 Wdg. 0,5 mm ∅ CuL auf Widerstand 50 kΩ 0,5 Watt. C_k 30 pF Versuch! $C_1/C_9/C_{24}$ Drehkonp ens3ao × 2,5 ... 210 rpF. R_{17}, R_{18} nur Richtwerte!

dungen 0,2 CuL-Draht auf 4,5 mm Körperdurchmesser bei einer Länge von 7 mm etwa 1 µH haben soll. Sie verkleinert C_{16} bei 100 MHz um etwa 2,55 pF, was bei der Dimensionierung einkalkuliert wurde.

Der φ-Detektor EQ 80 (34), auf dessenn interessante Wirkungsweise wir hier aus räumlichen Gründen nicht ausführlich eingehen können, beruht auf dem Prinzip, daß ein Anodenstrom nur fließen kann, wenn g_3 und g_5 gleichzeitig positiv sind. Das ist z. B. zeitweise der Fall, wenn zwei Wechselspannungen entsprechender Phasenlage an diesen Gittern liegen, wobei die Zeit, während der ein Anodenstrom fließt, ein Maß für die Phasenverschiebung zwischen den angelegten Spannungen ist. Diese ist aber bei der gewählten Anordnung von den Frequenzabweichungen — bezogen auf die mittlere Frequenz — abhängig. Infolge der eigenartigen Röhrenkonstruktion ist die *Größe* des Anodenstromes nur von den Spannungen an g_1 und $g_{2,\,4,\,6}$ abhängig und — da diese konstant sind — während des Stromwinkels konstant (trägheitslose Begrenzerwirkung). Es entstehen also angenähert Rechteckimpulse und zwar mit einer Impulsfolgefrequenz von 10,7 MHz (Zf), wenn in L_{11} und L_{12} Zf-Spannungen entstehen, deren gegenseitiger Phasenunterschied φ proportional der Frequenzabweichung Δf von der Mittelfrequenz (Zf) ist. Bei Δf = 0 ist φ = 90°. Im Interesse kleiner Verzerrungen (max 2,5 %) soll φ bei maximalem Hub nicht die Grenzen 60° und 120° übersteigen.

Zur Erfüllung dieser Forderung schlägt *Philips* vor, die Größe Q 1 des Sekundärkreises I ($L_{11}/C_{30,\,31}$) möglichst hoch zu wählen, während der Sekundärkreis II ($L_{12}/C_{32,\,33}$) auf eine Güte Q 2 von etwa 30...40 gedämpft (13) wird. Je besser Q 1 gegenüber Q 2 ist, desto loser wird die Kopplung gemacht; sind beide gleich groß, so wird leicht überkritisch gekoppelt: $k \cdot Q\,2 = 1.1$. Kritische Kopplung ist zu wählen, wenn Q 1 : Q 2 = 1,2 ist, während bei höheren Verhältnissen unterkritisch gekoppelt wird (für Q 1 : Q 2 = 2 wird $k \cdot Q\,2 = 0{,}9$; für Q 1 : Q 2 = 5 wird $k \cdot Q\,2 = 0.84$).

Trotz dieser Bemessungsregeln ist die Einstellung des φ-Detektors bei weitem nicht so kritisch, wie die des „ratio

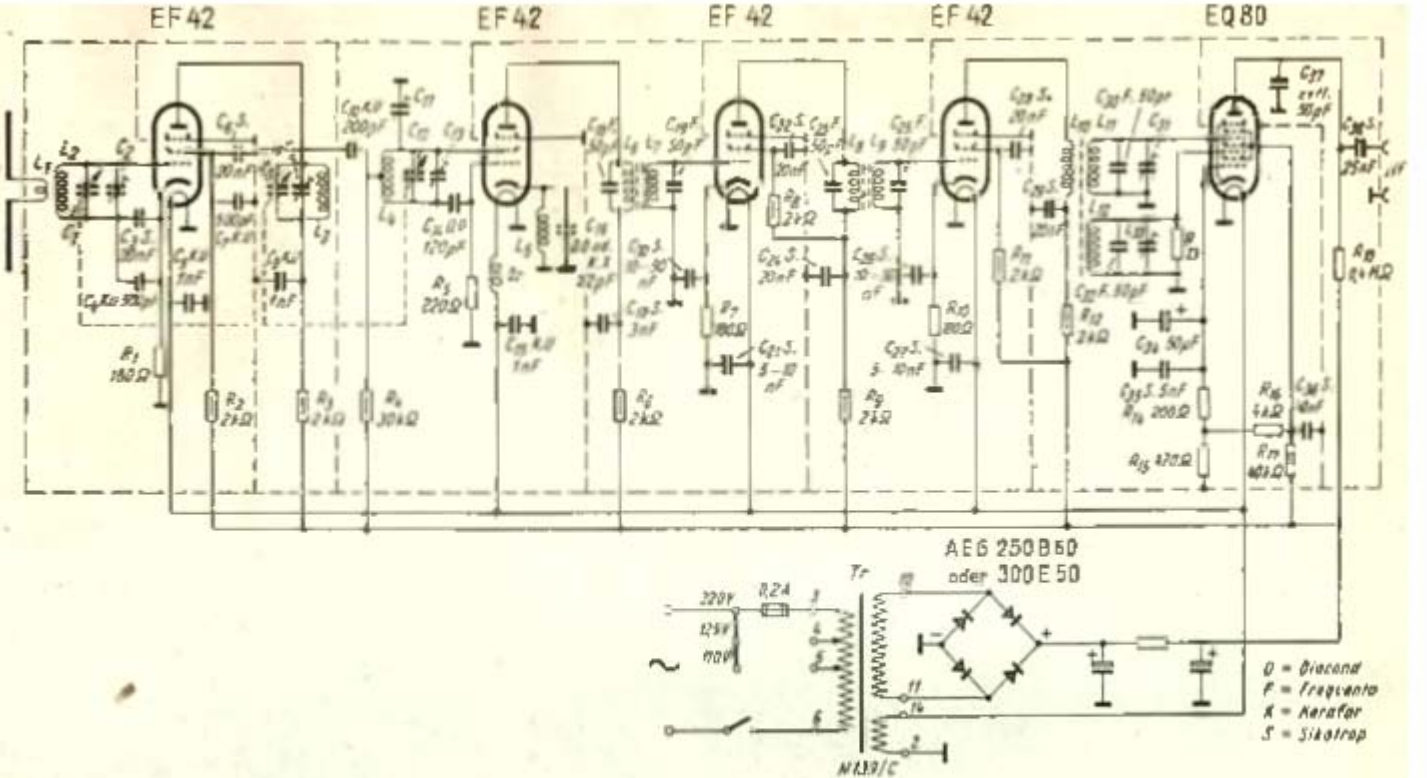


Bild 16. Neunkreis-Superhet-Zusatzgerät mit Rimlockröhren und φ-Detektor. L_1 ... L_9 UKW-Spulen nach Tabelle II, L_4 in der Mitte angezapft. L_{10} 1 µH, siehe Text. L_{11} ... L_{15} Zf-Bandfilter nach Tabelle III. L_{16}-L_{18} Demodulatorspulen nach Tabelle III. Dr Drossel nach Abschnitt III a. Netzteil wie in Schaltung Bild 14. $C_1/C_2/C_{12}$ UKW-Drehkondensator NSF 270/3. C_3 (2×), C_{13} Dralowid-Trimmer 16 B 14-40 Diacond auf Kerafar U mit Parallelkondensatoren von je 50 pF Kerafar X. C_{11} Dralowid-Trimmer 16 B 14-40 Diacond auf Kerafar U. C_{14} siehe Text. C_{18}, C_{19}, C_{23}, C_{25} je 50 pF Dralowid-Frequenta oder Trimmer 16 B 14-40 Diacond auf Kerafar U mit Parallelkondensatoren von je 20 pF Frequenta. C_{21}, C_{28} je 16 B 14-40 Diacond auf Kerafar U. C_{22} ca. 50 pF, meist genügt Streukapazität der Anode. C_{9}, $_{10}$, $_{17}$, $_{24}$, $_{27}$ auch als Durchführungskondensatoren. R_{13} Bedämpfungswiderstand, durch Versuch ermitteln. Der erste Kreis ist mit seinem Fußpunkt an Masse zu legen.

detector". Für leichteren Abgleich ist es ratsam, die Kopplungen L_{10}/L_{11} und L_{11}/L_{12} veränderlich zu machen, indem man L_{10} und L_{12} zu beiden Seiten von L_{11} verschiebbar anordnet. Die in Tabelle III angegebenen Werte sind empirisch ermittelt, es ist also nicht gesagt, daß sie die günstigste Bemessung darstellen. Auch sind hier (wie immer) kleinere, durch Röhrenstreuungen und Verdrahtungseigenheiten bedingte Abweichungen möglich.

Beim Abgleich werden beide Kreise auf die Zf abgestimmt. Hierzu empfiehlt sich die Verwendung eines mit dem Sollhub frequenzmodulierten Meßsenders und Messung der Nf-Ausgangsspannung mittels Röhrenvoltmeters (30-Volt-Bereich). Steht nur ein einfacher Meßsender zur Verfügung, so werden die Kreise einzeln mit parallelliegendem, sehr lose kapazitiv angekoppeltem Hf-Röhrenvoltmeter vorabgeglichen und der Feinabgleich mit Einstellungen der Kopplungen so gut es geht gehörmäßig vorgenommen.

Die UKW-Bände der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Über Einzelfragen der UKW-Technik erscheinen außer dem vorliegenden Band noch die folgenden (Umfang je 64 Seiten):

UKW-FM-Rundfunk in Theorie und Praxis. Von Herbert G. Mende. Mit 35 Bildern und 4 Tabellen. Nr. 3

Superhets für UKW-FM-Empfang. Von Herbert G. Mende. Nr. 5

Antennen für Rundfunk und UKW-Empfang. Von Herbert G. Mende. Mit 30 Bildern und 7 Tabellen. Nr. 6

Prüfsender für UKW-Empfänger. Selbstbau und Selbsteichung. Von Dipl.-Ing. Rudolf Schiffel und Ing. Fritz Woletz. UKW-Meßgeräte Teil 1. Mit 57 Bildern. Nr. 17

Die Prüfung des Zwischenfrequenzverstärkers und Diskriminators beim UKW-Empfänger. Von Dipl.-Ing. Rudolf Schiffel und Ing. Fritz Woletz. UKW-Meßgeräte Teil 2. Mit etwa 50 Bildern. Nr. 36

Zu beziehen durch jede Fachbuchhandlung oder unmittelbar vom

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

V. Literaturverzeichnis

Im Text angezogene Literaturstellen:

(1) Phil. Techn. Rdsch. 1941, 289; Funktechnik 1950, 68, u. a.
(2) Farad, Mai 1943; FUNKSCHAU 1947, 35, u. a.
(3) Philips-Datenblätter für EF 42; s. a. (5)
(4) **Nowak**, FUNKSCHAU 1950, 71
(5) **Dillenburger**, Die Allgemeine Rundfunktechnik, 1949, 136 und FUNKSCHAU 1950, 142
(6) **Wigand**, Radio-Mentor 1941, 430
(7) **Vilbig**, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Bd. II, 45 (1942)
Richter, Kompendium der Radiotechnik, 163
Rint, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, 193
Philips, Elektronenröhren, Bd. IV
(8) **Dillenburger**, Die Allgemeine Rundfunktechnik 1949, 232
(9) Radio-Mentor 1948, 348
(10) Radio-Mentor 1950, 073
(11) **Bartels**, Grundlagen der Verstärkertechnik (Hirzel/Leipzig)
Barkhausen, Elektronenröhren
Feldtkeller, Theorie der Rundfunksiebschaltungen (Hirzel)
Philips, Elektronenröhren, Band IV
(12) Frequenz 1948, 338
(13) Funktechnik 1949, 320; Radio-Mentor 1949, 283; s. a. **RPE**, Bd. 3
(14) **Philips**, Elektronenröhren, Bd. IV, 290
(15) Funk und Ton 1949, 238 ff., 1950, 85; CQ 1950, 62
(16) Radio Engineers Handbook (1943), 85
(17) Funk und Ton 1949, 337
(18) **Vilbig**, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik Bd. 1 (1942), 150, 239
(19) **Huhn**, Auslese der Funktechnik 3/1941—42, 66
(20) Bd. 17 der Radio-Praktiker-Bücherei
(21) **H. Lennartz**, Funk 1937, 7
(22) Funktechnische Arbeitsblätter, Ind. 11
(23) **Nollebrock**, Kondensatoren, Schiele & Schön, Berlin 1949
(24) **Rückert**, CQ 1950, 163
(25) Bd. 15 der FIAT-Berichte, 254, Dieterichsche Verlagsbuchhandlung, Wiesbaden (1948)
(26) **Bartels**, Grundlagen der Verstärkertechnik (Hirzel/Leipzig)
(27) **Feldtkeller**, Einführung in die Vierpoltheorie
Feldtkeller, Einführung in die Siebschaltungstheorie
Feldtkeller, Einführung in die Theorie der Rundfunksiebschaltungen; sämtlich Verlag S. Hirzel, Leipzig
(28) **Mende**, Das Radio-Baubuch, ART, Bielefeld (1949)
(29) Funktechnische Arbeitsblätter, AS 01
(30) Radio-Mentor, 1949, 207
(31) **Roosenstein**, Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Bd. 42, 85
(32) Radio-Mentor 1950, 073
(33) **Radio-Magazin 1949**, 216
(34) Philips Technische Rundschau (deutsche Ausgabe) 11/1949, 1 - FUNKSCHAU 1950, 87
Funktechnik 1950, 238

Fachbücher für Radiopraktiker

SO GLEICHT DER PRAKTIKER AB. Leitsätze für das Abgleichen von Rundfunkempfängern. Von Ingenieur Otto Limann. 48 Seiten mit 35 Bildern und zahlreichen Tabellen. Format A 5 (148×210 mm). **Preis: kart. 3,— DM** zuzügl. 10 Pfg. Versandkosten.
Hier wird das für den Abgleich handwerklich Wichtige in präzisen eindeutigen Leitsätzen gesagt. In einem zweiten Teil werden die Begründungen für diese Abgleichregeln gegeben. Auf theoretische Ausführungen wurde absichtlich verzichtet. So ist ein Buch entstanden, wie es der Praktiker bei seiner täglichen Werkstatt-Arbeit wirklich gut gebrauchen kann. Daß es auf dem Kopenhagener Plan basiert und alle Fragen berücksichtigt, die sich aus der Erweiterung des Mittelwellenbereiches ergeben, ist selbstverständlich. Es ist das Abgleichbuch, das bald in jeder Werkstatt nicht einmal, sondern mehrfach, an jedem Arbeitsplatz, vorhanden sein wird, ein echter Limann noch dazu.

WIE RICHTE ICH MEINE RADIOWERKSTATT EIN? Bewährte Konstruktionsvorschläge für die Einrichtung eines Radio-Prüf- und Meßplatzes. Von Ing. Ernst Hannauscb. 52 Seiten mit 17 Bildern und zahlreichen Röhrenmeßtabellen. Format A 5 (148×210 mm). **Preis: kart. 3,50 DM** zuzügl. 10 Pfg. Versandkosten.
Vor dem Leser wird der Entwurf eines seit Jahren bewährten Werkstatt-Meß- und Prüfplatzes entwickelt, mit Schaltungen, Lageplänen und allen Angaben für den Aufbau, als eine Anleitung für Radiopraktiker, die neu anfangen und sich möglichst modern einrichten wollen, und andere, die die Absicht haben, ihre Werkstatteinrichtung aus eigenen Mitteln zu vervollkommnen. Es ist ein besonderer Vorzug der Konstruktion, daß möglichst alle Einrichtungen selbst geschaffen wurden.

RÖHREN-TASCHEN-TABELLE. Von Fritz Kunze. 2. Auflage. 136 Seiten im Format 12,5×17,5 cm, in dauerhaftem mehrfarbigem Kartonumschlag, in Inhalt und praktischer Brauchbarkeit weit über unsere bisherigen Röhrentabellen hinausgehend. **Preis 2,50 DM** zuzügl. 20 Pfg. Versandkosten. **Neuauflage Herbst 1950.**

RÖHREN-VERGLEICHSTABELLEN. Ausführliche Vergleichs- und Datentabellen für europäische und amerikanische Radioröhren. Bearbeitet von Werner Trieloff. 176 Seiten mit 445 Abb. auf Kunstdruckpapier. Format A 4 (210×297 mm). **Preis:** kart. **8 DM** zuzügl. 60 Pfg. Versandkosten.

AMERIKANISCHE RÖHREN. Ausführliche Betriebsdaten und Sockelschaltungen amerikanischer Röhren mit Vergleichsliste amerikanischer Röhren untereinander sowie gegen deutsche Röhren nebst näherer Anleitung zur Instandsetzung amerikanischer Geräte. Von Fritz Kunze. 64 Seiten mit 23 Tabellen, 70 Bildern im Text und 422 Sockelschaltungen. Format 225×305 mm. **Preis 6,30 DM** zuzügl. 20 Pfg. Versandkosten.

TABELLE DER ENGLISCHEN DIENSTRÖHREN. Von Fritz Kunze. 12 Seiten mit 5 Einzeltabellen und 127 Sockelschaltungen. Format A 4 (210 × 297 mm). **Preis 2 DM** zuzügl. 10 Pfg. Versandkosten. **Neuerscheinung 1950.**

Zu beziehen durch jede Fachbuchhandlung oder unmittelbar vom

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

radio PRAKTIKER bücherei

Gesamtverzeichnis für Nr. 1 bis 36

Zu beziehen durch jede Buch- oder Fachhandlung oder direkt vom

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

Die neue U-Röhren-Reihe und ihre Schaltungen. Nr. 1
Von Hans Sutaner.
Mit 50 Bildern und Schaltungen. Der Techniker und Funkpraktiker findet hier alles Wissenswerte über die neuen U-Röhren mit Außenkontaktsockel, und er erhält vor allem eine erprobte Auswahl von Schaltungen mit diesen Röhren: Ein- und Zweikreiser, Superhets für Allstrom mit 4 bis 6 Kreisen in den verschiedensten Variationen.

Rimlock- und Pico-Röhren und ihre Schaltungen. Nr. 2
Von Dr. A. Renardy.
Technische Einzelheiten über die neuen Kleinröhren, die in Zukunft den Markt weitgehend beherrschen werden, und über ihre Schaltungen.

UKW-FM-Rundfunk in Theorie und Praxis. Nr. 3
Von Ingenieur Herbert G. Mende.
Mit 35 Bildern und 4 Tabellen. Warum UKW-Rundfunk, warum FM? Das Heft führt in die grundsätzlichen Vorteile des UKW-FM Rundfunks ein, behandelt die Sendetechnik und die Antennen und gibt eine ausführliche Darstellung der Bausteine des UKW-FM-Empfängers. Für Fachleute und Liebhaber gleich lesenswert.

UKW-Empfang mit Zusatzgeräten. Von Ing. Herbert G. Mende. Nr. 4
Mit 16 Bildern und 9 Tabellen. Das UKW-Zusatzgerät ist für die vorhandenen Empfänger bestimmt, es ermöglicht ihnen die Aufnahme der UKW-Rundfunksender. Das vorliegende Bändchen behandelt mit erfreulicher Gründlichkeit die schaltungstechnischen und aufbaumäßigen Voraussetzungen für den Bau von UKW-Zusatzgeräten und bringt anschließend eine Auswahl erprobter Schaltungen. Darunter finden wir Audion- und Pendelgeräte wie hochwertige Zusatzgeräte nach dem Superhet-Prinzip.

Superhets für UKW-FM-Empfang. Von Ing. Herbert G. Mende. Nr. 5
Will man die Vorteile der frequenzmodulierten Ultrakurzwelle voll ausnützen, also höchste Wiedergabegüte und Störungsfreiheit erzielen, so verwendet man einen UKW-FM-Superhet. Seine Technik behandelt der vorliegende Band.

Antennen für Rundfunk- und UKW-Empfang. Nr. 6
Von Ingenieur Herbert G. Mende.
Mit 30 Bildern und 5 Tabellen. Das moderne Antennenbuch, den Interessenten in der Fachsprache ansprechend, bei dem das Hauptgewicht auf die wissenswerten Zusammenhänge zwischen äußerer Form und elektrischem Verhalten der Antennen gelegt wurde. Eine Fülle von Unterlagen enthalten die umfassenden Antennen-Tabellen dieses Buches, das sich im übrigen mit Antennen jeder Art, für Rundfunk-, UKW und Dezimeterwellen, befaßt.

Neuzeitliche Schallfolienaufnahme. Von Ingenieur Fritz Kühne. Nr. 7
Mit 39 Bildern. Eine Darstellung der neuesten Technik der Schallfolienaufnahme oder — wie man sie früher nannte — der „Schallplatten-Selbstaufnahme". Sie ist mit den Erfahrungen eines langjährigen Praktikers auf diesem Spezialgebiet angefüllt und so für Fachleute und Liebhaber gleich lesenswert.

HELMUT SCHWEITZER

Röhren-Meßtechnik

Brauchbarkeits- und Fehlerbestimmung von Radioröhren

192 Seiten mit 118 Bildern und vielen Tabellen. Preis kartoniert 12.- DM, Halbleinen 13.80 DM.

Der Inhalt

A. Einführung. Themastellung. Theoret. Wissen d. Praktikers.

B. Grundsätzliches über Radioröhren. Thermische Elektronenemission. Raumladestromgebiet. Verwendungsweise von Radioröhren. Kurze historische Bilanz der industriellen Röhrenentwicklung. Äußere Formgebung.

C. Messungen an Katode und Faden. Der Heizfaden. Fehlererscheinungen an Faden und Katode. Untersuchungen an Katoden mit Hilfe der Anlaufströme.

D. Messung der Gleichströme und Gleichspannungen an den Röhrenelektroden. Meßeinrichtungen und -werke. Messungen an Zweielektrodenröhren. Messungen an Verstärkerröhren.

E. Messungen zur Ermittlung von Röhrendaten, -kennwerten und -kennlinien und deren Auswertung, beschränkt auf das Gebiet der üblichen Röhreninbetriebnahme und Überprüfung. Dynamische Messungen. Die praktische Verstärkung bei Radioröhren. Die Leistungsabgabe bei Endröhren.

F. Diskussion über Röhrenprüfen und Röhrenmeßeinrichtungen. Das Beurteilungsmaß der Brauchbarkeitsbestimmung. Entwurf eines Selbstbau-Röhrenprüfgerätes. Tabellen. Schrifttumsverzeichnis. Sachverzeichnis.

Ein Fach-Urteil

Die „Röhrenmeßtechnik" ist eine umfassende Darstellung des gesamten Röhrenmeßwesens mit dem Ziel, alle Möglichkeiten zur Brauchbarkeits- und Fehlerbestimmung zu erfassen. Nach Einführung und Behandlung des Grundsätzlichen werden Messungen an Katode und Faden erläutert, wobei Katodenuntersuchungen mit Hilfe des Anlaufstromes besonders ausführlich erscheinen. Weitere Kapitel befassen sich mit der Messung von Gleichströn
Röhrenelektroden und m
und Kennlinien. Eine Dis
renmeßgeräte schließt sic
zahlreiche Beispiele ausg
wertungen angegeben. Di
verständlich und gibt dem
in die Arbeitsweise der E
fang und in seiner
Ganze eine wesen
bekannten röhre
werken dar.

Techn. Hau

Zu beziehen durch den

FRANZIS-VE